

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS  
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



*Trabajo Fin de Grado*

**DESARROLLO DE HERRAMIENTAS  
DOCENTES BASADAS EN LIVESCRIPTS  
PARA EL APRENDIZAJE AUTÓNOMO DE  
COMUNICACIONES INALÁMBRICAS**  
(Development of livescripts-based Teaching  
Tools for Autonomous Learning of Wireless  
Communications)

Para acceder al Título de

***Graduado en  
Ingeniería de Tecnologías de Telecomunicación***

Autor: Jorge Tielve Viejo

Octubre - 2020



E.T.S. DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACION

## **GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE TELECOMUNICACIÓN**

### **CALIFICACIÓN DEL TRABAJO FIN DE GRADO**

**Realizado por: Jorge Tielve Viejo**

**Director del TFG: Javier Vía Rodríguez**

**Título:** “Desarrollo de herramientas docentes basadas en livenesscripts para el aprendizaje autónomo de comunicaciones inalámbricas”

**Title:** “Development of livenesscripts-based teaching tools for autonomous learning of Wireless communications “

**Presentado a examen el día: 29/10/2020**

para acceder al Título de

## **GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE TELECOMUNICACIÓN**

### Composición del Tribunal:

Presidente (Apellidos, Nombre): D. Jesús Pérez Arriaga

Secretario (Apellidos, Nombre): D. Javier Vía Rodríguez

Vocal (Apellidos, Nombre): Dña. Marta Domingo Gracia

Este Tribunal ha resuelto otorgar la calificación de: .....

Fdo.: El Presidente

Fdo.: El Secretario

Fdo.: El Vocal

Fdo.: El Director del TFG  
(sólo si es distinto del Secretario)



# Índice

<b>1. Introducción</b>	<b>2</b>
<b>2. Espacio de Señal</b>	<b>4</b>
2.1. Representación geométrica de señales . . . . .	4
2.2. Recepción óptima en Additive White Gaussian Noise (AWGN) . . . . .	4
2.3. Análisis y simulación de sistemas de comunicaciones digitales . . . . .	7
2.3.1. Sistema completo de comunicaciones digitales: . . . . .	7
2.3.2. Modelo equivalente paso bajo: . . . . .	10
<b>3. Monoportadora</b>	<b>13</b>
3.1. Tipos de canales . . . . .	14
3.1.1. Canal AWGN . . . . .	14
3.1.2. Canal plano con desvanecimiento . . . . .	16
3.1.3. Canal selectivo Invariante . . . . .	18
3.2. Detección en presencia de Intersymbol Interference (ISI) . . . . .	19
3.3. Livescripts . . . . .	20
3.3.1. Single Carrier I . . . . .	20
3.3.2. Single Carrier II . . . . .	24
<b>4. Diversidad</b>	<b>27</b>
4.1. Single-Input Multiple-Output (SIMO) . . . . .	29
4.1.1. Maximal Ratio Combining (MRC) . . . . .	29
4.1.2. Antenna Selection (AS) y Equal-Gain Combining (EGC) . . . . .	31
4.2. Multiple-Input Single-Output (MISO) . . . . .	33
4.2.1. Maximal Ratio Transmission (MRT) . . . . .	33
4.2.2. ALAMOUTI . . . . .	34
4.3. Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) . . . . .	36
<b>5. Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)</b>	<b>39</b>
<b>6. Conclusiones</b>	<b>47</b>

# Índice de Figuras

2.1. Diagrama receptor óptimo . . . . .	5
2.2. Observables receptor óptimo . . . . .	6
2.3. fdp de los símbolos en receptor óptimo AWGN . . . . .	7
2.4. Sistema completo, modulación lineal . . . . .	8
2.5. Sistema completo, el transmisor . . . . .	9
2.6. Sistema completo, el canal . . . . .	9
2.7. Sistema completo, el receptor . . . . .	10
2.8. Equivalente paso bajo, señales BB y PB . . . . .	10
2.9. Equivalente paso bajo, canal . . . . .	11
2.10. Sistema discreto equivalente . . . . .	11
2.11. Canal discreto equivalente . . . . .	12
3.1. Ancho de banda frente a respuesta en frecuencia del canal . . . . .	14
3.2. Canal discreto equivalente . . . . .	14
3.3. Receptor QPSK canal AWGN . . . . .	15
3.4. Función densidad de probabilidad Rayleigh . . . . .	17
3.5. SER/SNR receptor QPSK . . . . .	18
3.6. Canal con memoria . . . . .	18
3.7. Dispersión temporal . . . . .	19
3.8. Selectividad frecuencial . . . . .	19
3.9. Igualador lineal . . . . .	19
3.10. Simbolos 16-QAM . . . . .	21
3.11. Receptor 16QAM canal Rayleigh . . . . .	22
3.12. SER/SNR con canal Rayleigh invariante con el tiempo (canal estacionario)	23
3.13. SER/SNR con canal Rayleigh variante con el tiempo . . . . .	23
3.14. Canal Rice $K=0$ , $k_{Rice} = \infty$ . . . . .	24
3.15. SER/SNR con 5 coeficientes para el filtro en canal Rayleigh . . . . .	26
4.1. SIMO 1x2 . . . . .	27
4.2. SISO equivalente 1x2 . . . . .	28
4.3. Esquema SIMO . . . . .	29
4.4. Criterio MRC . . . . .	29
4.5. Ganancia en diversidad en MRC . . . . .	31
4.6. Esquema SIMO AS . . . . .	31
4.7. Comparación de técnicas SIMO, $N_t = 1$ $N_r = 5$ . . . . .	32
4.8. Esquema MISO . . . . .	33
4.9. Esquema Alamputi para $N_t = 2$ y $N_r = 1$ . . . . .	34

4.10. Comparación MRT y Alamouti para $N_t = 2$ y $N_r = 1$ . . . . .	35
4.11. SER/SNR con MIMO incrementando el flujo de datos . . . . .	37
4.12. SER/SNR con MIMO incrementando el flujo de datos para el mismo numero de antenas transmisoras y receptoras ( $N_t = N_r = 5$ ) . . . . .	38
5.1. Tres subportadoras BPSK en un canal multitrayecto de dos rayos . . .	40
5.2. Trama OFDM . . . . .	40
5.3. Diagrama de bloques transmisor OFDM . . . . .	41
5.4. Respuesta en frecuencia del canal a lo largo de todas las subportadoras	42
5.5. Señal transmitida y señal recibida . . . . .	42
5.6. Señal transmitida y señal recibida sin señal en la extensión . . . . .	43
5.7. SER/SNR con MIMO incrementando el flujo de datos para el mismo numero de antenas transmisoras y receptoras ( $N_t = N_r = 5$ ) . . . . .	44
5.8. SER/SNR de un sistema OFDM . . . . .	45

# Glosario

**AS** Antenna Selection. I, II, 31

**AWGN** Additive White Gaussian Noise. I, 4

**BER** Bit Error Rate. 19

**CSIT** Channel State Information at Transmitter. 33, 34, 38

**EGC** Equal-Gain Combining. I, 31

**FFT** Fast Fourier Transform. 44, 46

**FIR** Finite Impulse Response. 19, 26

**ICI** Intercarrier Interference. 39, 40, 43, 44

**IFFT** Inverse Fast Fourier Transform. 40, 44

**ISI** Intersymbol Interference. I, 19, 24, 25, 39, 40, 44

**MAP** Maximum a Posteriori Probability. 6

**MIMO** Multiple-Input Multiple-Output. I, 36, 38

**MISO** Multiple-Input Single-Output. I, 33, 38

**MMSE** Minimum Mean Square Error. 20

**MRC** Maximal Ratio Combining. I, 29, 30

**MRT** Maximal Ratio Transmission. I, 33, 35

**OFDM** Orthogonal Frequency Division Multiplexing. I, 2, 3, 39

**PSK** Phase Shift Keying. 2

**QAM** Quadrature Amplitude Modulation. 2, 3

**SIMO** Single-Input Multiple-Output. I, 27, 29, 38

**SISO** Single-Input Single-Output. 28

# Capítulo 1

## Introducción

Este proyecto consiste en la implementación de liveness de MATLAB, donde se detallan explicaciones, desarrollos matemáticos y código sobre comunicaciones inalámbricas. Se centrará en sistemas monoportadora, explotación de la diversidad espacial y OFDM.

Los scripts y las funciones en vivo de MATLAB son documentos interactivos que combinan código de MATLAB con texto con formato, ecuaciones e imágenes en un único entorno llamado Live Editor. Además, los scripts en vivo almacenan y muestran salidas junto con el código que las crea.

La motivación de este proyecto viene dada por la situación de confinamiento sin precedentes que hemos vivido, debido a la actual situación de pandemia global, causada por el Covid-19. Como consecuencia, la formación ha continuado a distancia, a través de plataformas on-line. El objetivo es fomentar el desarrollo de herramientas para que el alumno pueda aprender de forma autónoma interactuando con los códigos de los liveness.

De esta manera, la formación no se ve interrumpida y es aplicable en muchos campos de la enseñanza, especialmente en los campos relacionados con ciencia e ingeniería.

Los liveness permiten al alumno observar los resultados directamente sobre la teoría y interactuar con ellos para explorar todas las posibilidades, además de la posibilidad de cambiar el código para aprender de forma autónoma.

Estas herramientas están orientadas a alumnos de comunicaciones digitales o asignaturas optativas relacionadas con estos conceptos. Se ha decidido estructurar el conjunto de herramientas en tres secciones principales:

- Single-Carrier: Estudio de sistemas monoportadora con modulaciones digitales Phase Shift Keying (PSK) y Quadrature Amplitude Modulation (QAM) para ver como se comportan frente a distintos tipos de canal. Se hace uso de símbolos piloto para la estima de canal y de un igualador para el sistema que se enfrenta a canales selectivos en frecuencia.



- Diversity: Explorando la diversidad espacial, para canales selectivos en frecuencia. la idea es obtener ganancia del canal multitrayecto mediante distintas técnicas y el uso de varias antenas en transmisión, en recepción o ambas.
- OFDM: Modulación multiportadora, como solución a canales selectivos en frecuencia donde cada subportadora del sistema estará modulada QAM con los símbolos OFDM a transmitir.

Para explicar detalladamente estos pasos se ha dividido el trabajo en diferentes capítulos que se comentarán a continuación, siendo el Capítulo 1 la introducción que se está planteando.

- Capítulo 2: Trataremos en este capítulo la base sobre la que trabajarán los livenesscripts, a la hora de definir los símbolos en espacio de señal.
- Capítulo 3: Desarrollo de conceptos teóricos con respecto al canal en sistemas de comunicaciones. Tipos de canales y cómo se aplica a cada tipo su modelo discreto equivalente. Los livenesscripts describen sistemas monoportadora con una sola antena receptora y una transmisora. Se hace el estudio de un receptor básico de comunicaciones, estima de canal y tasa de error en el símbolo.
- Capítulo 4: Estudio de la diversidad espacial y cómo aprovecharla en receptores y transmisores en sistemas de comunicaciones. Los livenesscripts describen y simulan distintas técnicas de diversidad espacial y sus prestaciones.
- Capítulo 5: En el último capítulo estudiamos OFDM. Los livenesscripts implementan un transmisor y receptor OFDM para que el alumno juegue con los parámetros, aprenda cómo deben plantearse para enfrentarse a canales dispersivos y observe sus prestaciones.

# Capítulo 2

## Espacio de Señal

En éste capítulo se abordan los conceptos teóricos básicos en espacio de señal a partir de los cuales se construye la teoría que se va a trabajar en los livescripts desarrollados.

En primer lugar se comentará brevemente la teoría que precede al sistema y cómo llevaremos a cabo el análisis y simulación de los sistemas de comunicaciones digitales en los livescripts.

### 2.1. Representación geométrica de señales

Para representar  $M$  señales,  $\{s_1(t), s_2(t), \dots, s_M(t)\}$ , en espacio de señal necesitamos una base ortonormal  $\{\psi_1(t), \psi_2(t), \dots, \psi_N(t)\}$ , de dimensión  $N \leq M$ , que nos permite estudiar las  $M$  señales en espacio vectorial de dimensión  $N$ :

$$s_k(t) = \sum_{j=1}^N a_{kj} \psi_j(t) = (a_{k1}, a_{k2}, \dots, a_{kN}), \text{ con } K = 1, \dots, M \quad (2.1)$$

Obtenemos la base mediante el método de ortogonalización de Gram-Schmidt:

- Sus elementos deben estar normalizados  $\|\psi_j(t)\| = 1$
- Sus elementos deben ser ortogonales  $\langle \psi_i(t), \psi_j(t) \rangle = 0, \forall i \neq j$
- Las señales deben poder representar en función de la base

### 2.2. Recepción óptima en AWGN

Vamos a estudiar el receptor óptimo de  $M$  formas de onda en espacio de señal. Disponemos de  $M$  señales (símbolos) equiprobables en AWGN, obtenemos una base ortonormal e implementamos un receptor óptimo basado en  $N$  correladores ( $N$  filtros adaptados a  $\psi_i(t)$ ). El decisor en el receptor se guiará por el criterio de la mínima distancia:

$$\hat{i} = \underset{i}{\operatorname{argmin}} (\|\vec{s}_k - \vec{z}\|)$$

$$\begin{aligned}
s_i(t) : \vec{s}_i &= (a_{i1}, a_{i2}, \dots, a_{iN}) \\
n(t) : \vec{n} &= (n_1, n_2, \dots, n_N) \\
r(t) : \vec{z} &= (z_1, z_2, \dots, z_N) = \vec{s}_i + \vec{n}
\end{aligned} \tag{2.2}$$

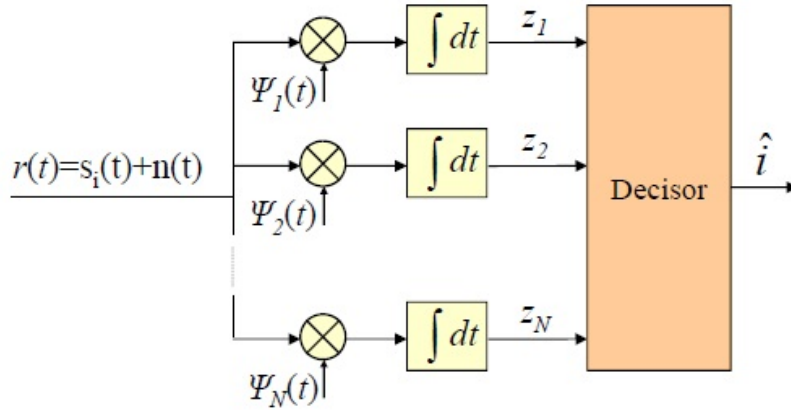


Figura 2.1: Diagrama receptor óptimo

El ruido a la entrada del receptor, es ruido blanco gaussiano (AWGN),  $\vec{n} = (n_1, n_2, \dots, n_N)$ , una variable aleatoria gaussiana  $N$  dimensional, de media nula y varianza de ruido  $\sigma_n^2 = \frac{N_0}{2}$ . Cada componente del vector de ruido es ortogonal al resto, son incorreladas e independientes.

La señal recibida  $r(t) : \vec{z} = \vec{s}_i + \vec{n}$ , es la señal  $i$ -ésima más el ruido. Por lo tanto si se transmite el símbolo  $k$ :

- $\vec{z}|S_k = (z_1, z_2, \dots, z_N)$  es una variable aleatoria gaussiana  $N$  dimensional.
- Media: centrada en el punto  $s_k(t) : \vec{s}_k = (a_{k1}, a_{k2}, \dots, a_{kN})$ .
- Varianza:  $\sigma_n^2 = \frac{N_0}{2}$

Se mostrará un ejemplo en dos dimensiones, de análisis en el receptor en espacio de señal:

- Base:  $\{\psi_1(t), \psi_2(t)\}$ 
  - $S_i(t) : \vec{s}_i = (a_{i1}, a_{i2})$
  - $S_1(t) : \vec{s}_1 = (a_{11}, a_{12})$
  - $n(t) : \vec{n} = (n_1, n_2)$
  - $r(t) : \vec{z} = \vec{s}_i + \vec{n}$
- Por lo tanto si se transmite el símbolo  $S_2$ :
  - $\vec{z}|S_2 = (z_1, z_2)$

- $f(\vec{z}|S_2) = N(\vec{s}_2, \sigma_n I)$

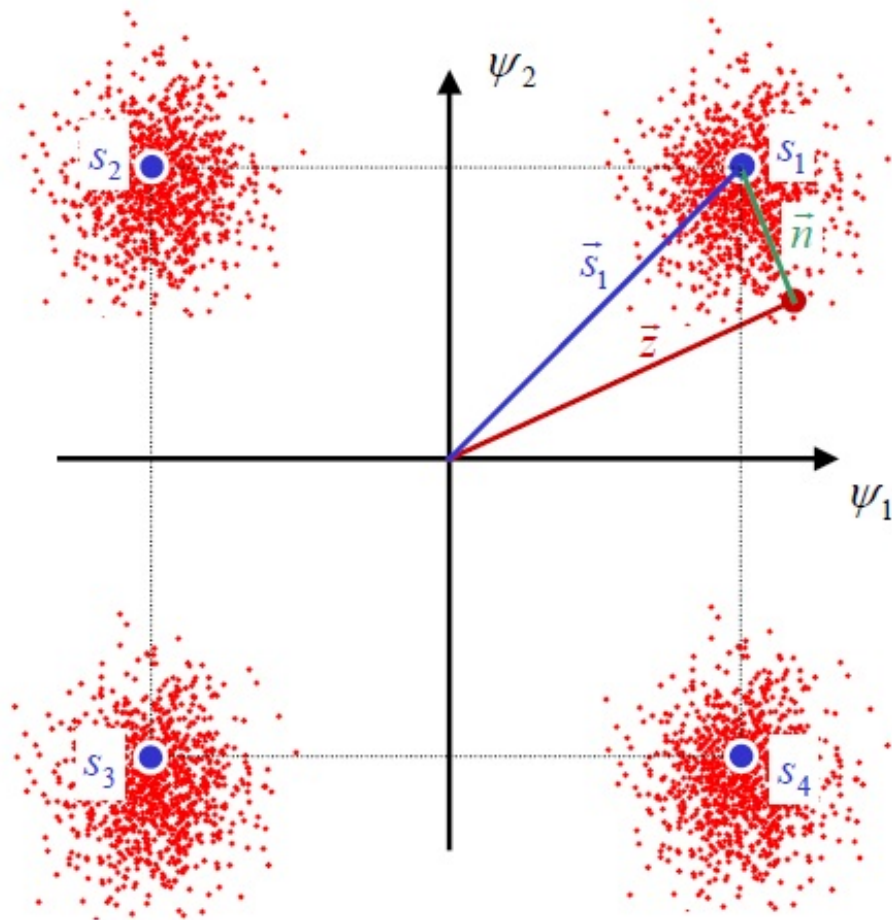


Figura 2.2: Observables receptor óptimo

El criterio de mínimo error que aplicara el receptor consistirá en: una vez recibe el observable,  $\vec{z}$ , buscar  $k$  que maximiza  $P(S_k|\vec{z}) = \frac{f(\vec{z}|S_k)P(S_k)}{f(\vec{z})}$ , que en el caso de símbolos equiprobables, equivale al criterio Maximum a Posteriori Probability (MAP), y si son variables aleatorias gaussianas, equivale al criterio de la mínima distancia:

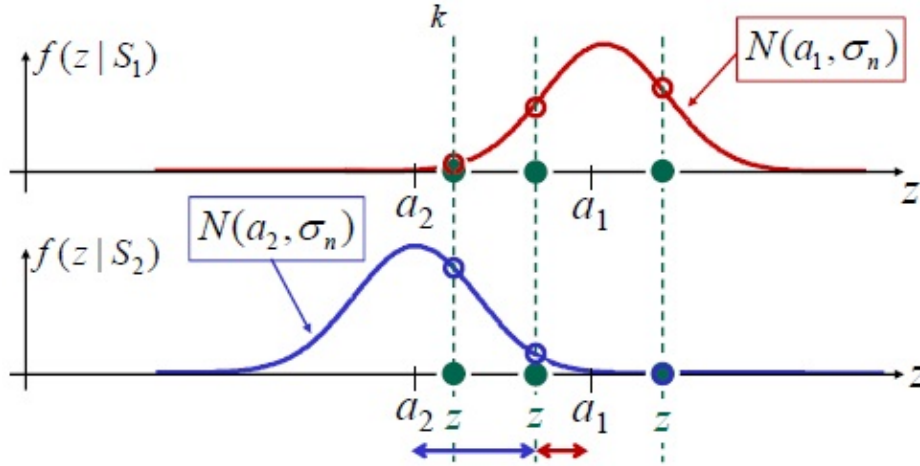


Figura 2.3: fdp de los símbolos en receptor óptimo AWGN

Por lo tanto el receptor óptimo en este caso consistirá en dos filtros adaptados y el uso de un decisor por el criterio de la mínima distancia.

Todos los livescripts parten de este punto y se considera que se conocen estos conceptos teóricos. El decisor que emplearemos en los códigos siempre se regirá por el criterio de la mínima distancia y se consideran todos los símbolos equiprobables.

## 2.3. Análisis y simulación de sistemas de comunicaciones digitales

Se trabajará durante todo el proyecto con modulaciones digitales. Son aquellas modulaciones paso banda cuya señal transmitida admite la representación:

$$\begin{aligned}\psi_1(t) &= +Ah_T(t) \cos(2\pi f_c t) \\ \psi_2(t) &= -Ah_T(t) \sin(2\pi f_c t) \\ s(t) &= \sum_n a_I[n] \psi_1(t - nT) + a_Q[n] \psi_2(t - nT)\end{aligned}\quad (2.3)$$

$a_I[n]$  es la secuencia de símbolos en fase, y  $a_Q[n]$ , es la secuencia de símbolos en cuadratura.

### 2.3.1. Sistema completo de comunicaciones digitales:

En un sistema de comunicaciones digitales paso banda, tenemos un esquema como el siguiente:

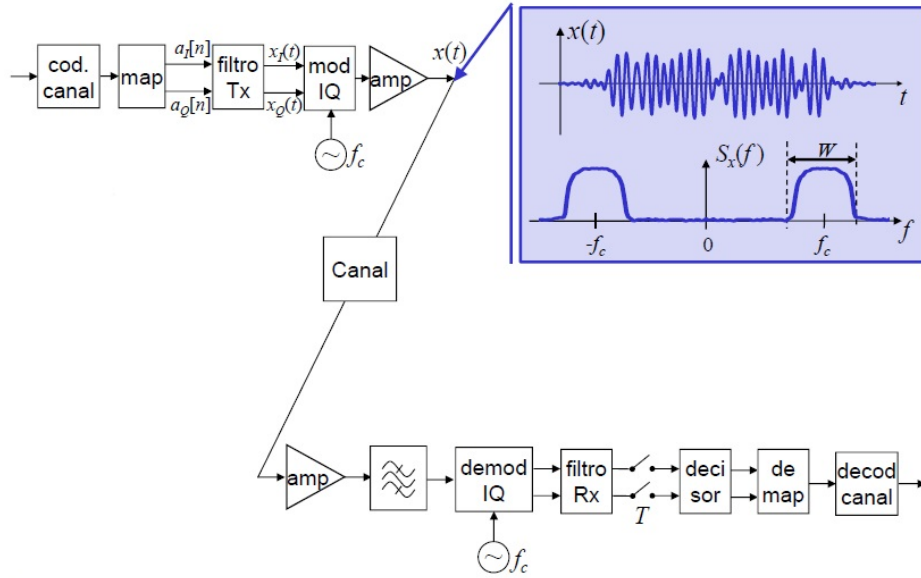


Figura 2.4: Sistema completo, modulación lineal

$$x_I(t) = \sum_n a_I[n] h_T(t - nT)$$

$$x_Q(t) = \sum_n a_Q[n] h_T(t - nT)$$

$$x(t) = x_I(t) \cos(2\pi f_c t) - x_Q(t) \sin(2\pi f_c t) = a(t) \cos(2\pi f_c t + \theta(t)) = \text{Re}\{x_{eq}(t)e^{j2\pi f_c t}\} \quad (2.4)$$

En la figura 2.4, se muestra un sistema completo de comunicaciones digitales, desde la codificación de bits en el transmisor hasta la decodificación en el receptor. Para la implementación y simulación de sistemas de comunicaciones digitales, se debe cumplir el criterio de Nyquist (Teorema de muestreo). Para la reconstrucción exacta de una señal periódica continua en banda base a partir de sus muestras, es matemáticamente posible si la señal está limitada en banda y la tasa de muestreo es superior al doble de su ancho de banda:

$$f_s \geq 2f_{max} = 2(f_c + \frac{W}{2}) = 2f_c + W \quad (2.5)$$

Se trata de una frecuencia de muestreo muy elevada que supone un coste computacional y de memoria prohibitivos a la hora de simular los sistemas. Es muy impráctico salvo que se trabaje con frecuencias centrales ( $f_c$ ) bajas. Si además se deseara estudiar los comportamientos no lineales de un sistema, la frecuencia de muestreo debe ser aún más elevada.

Transmisor de señales paso banda del sistema completo:

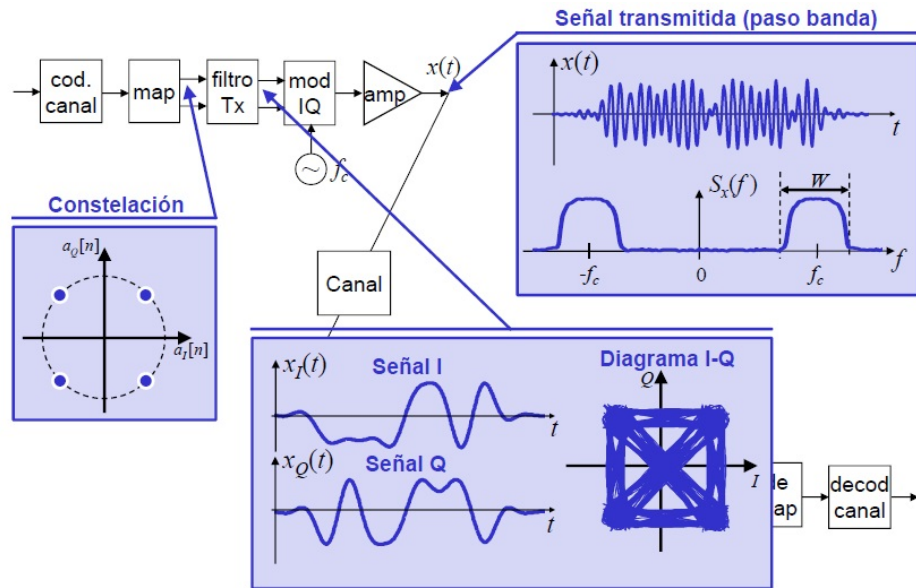


Figura 2.5: Sistema completo, el transmisor

Análisis del canal:

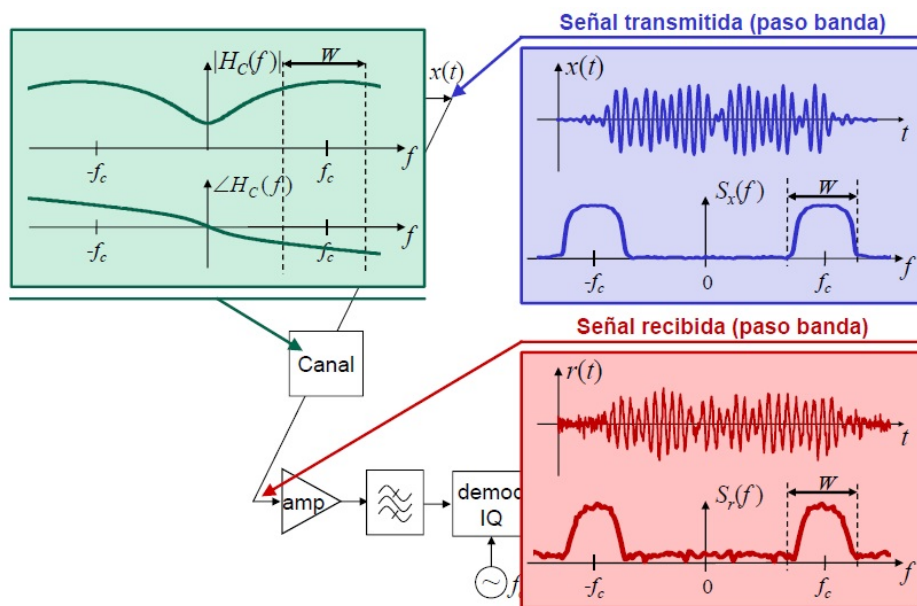


Figura 2.6: Sistema completo, el canal

Receptor de señales paso banda del sistema completo. Las señales vienen atenuadas y/o desfasadas por el canal, mas el ruido a la entrada del receptor:

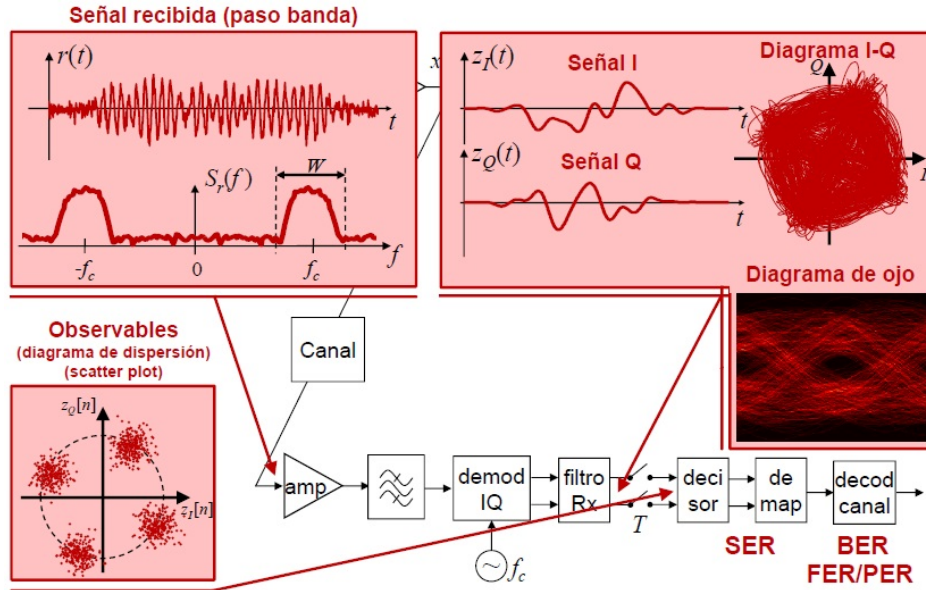


Figura 2.7: Sistema completo, el receptor

### 2.3.2. Modelo equivalente paso bajo:

En el receptor las señales  $I$  y  $Q$ , son banda base con ancho de banda  $\frac{W}{2}$ . El muestreo de las señales banda base siguiendo el teorema de muestreo:

$$f_s \geq 2f_{max} = 2\left(\frac{W}{2}\right) = W \quad (2.6)$$

Se trata de una frecuencia de muestreo asumible en la práctica,  $f_s = LR_s$ , con  $L$  entero mayor que 2. El canal y el ruido y las secciones transmisor/receptor que operan a la frecuencia central  $f_c$  se modelan por su equivalente paso bajo:

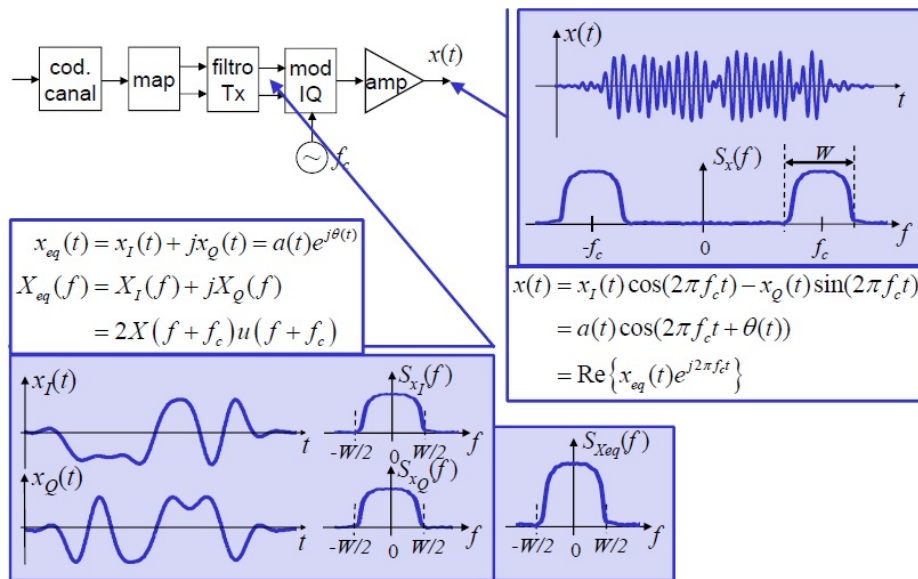


Figura 2.8: Equivalente paso bajo, señales BB y PB



El canal equivalente paso bajo es complejo, al igual que el ruido.

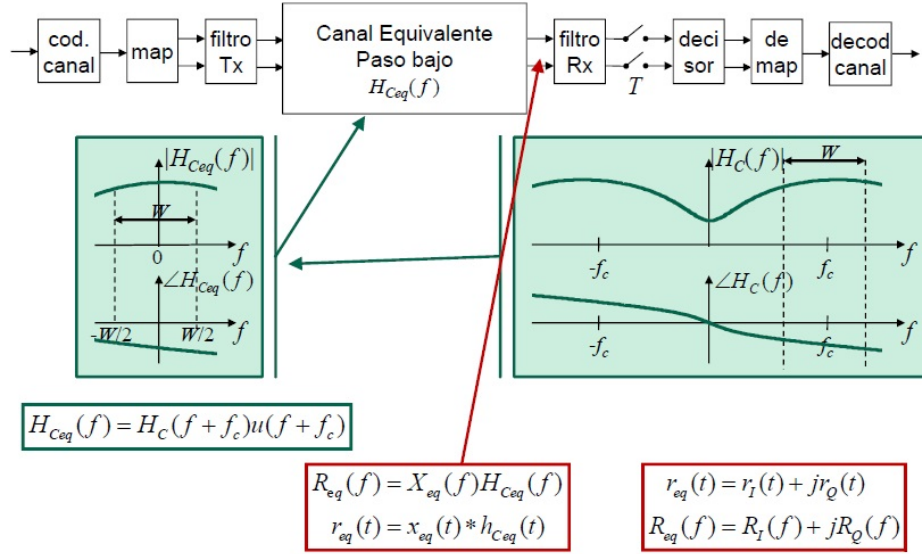


Figura 2.9: Equivalente paso bajo, canal

La solución para evitar trabajar con señales paso banda en simulaciones de sistemas de comunicaciones es trabajar con un sistema equivalente paso bajo. Se trabajará con señales banda base complejas (ancho de banda  $\frac{W}{2}$ ). La frecuencia de muestreo equivalente paso bajo es  $f_s = LR_s > W$ .

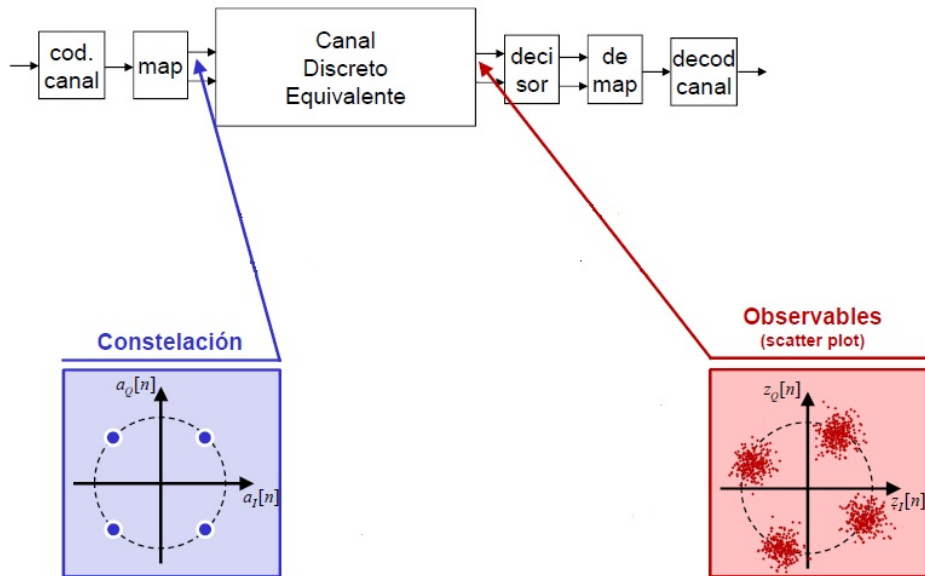


Figura 2.10: Sistema discreto equivalente

En todos los livescripts se trabaja a  $f_s = R_s$ , es decir, a 1 *muestra/simbolo*. Equivale a trabajar en espacio de señal salvo por factores de escala.

$h_{ce}[n]$  : canal discreto equivalente.

$\phi[n]$  : errores de fase/frecuencia.

$w[n]$  : ruido aditivo complejo.

$$z[n] = (a[n] * h_{ce}[n])e^{j\phi[n]} + w[n] \quad (2.7)$$

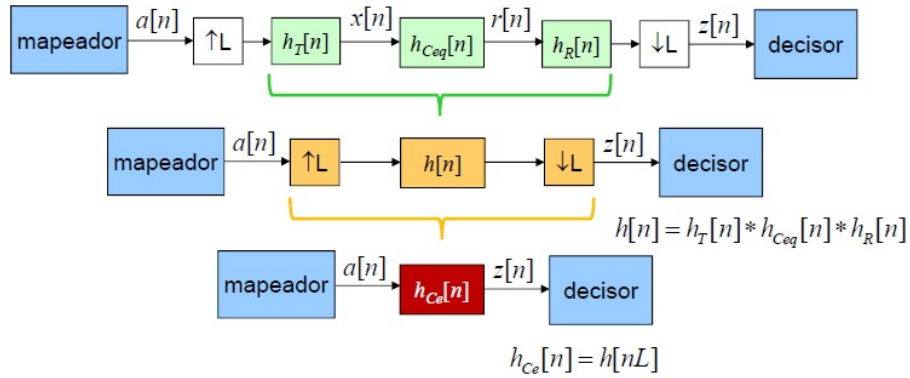


Figura 2.11: Canal discreto equivalente

Este será el modelo que seguirán todos los livescripts, se trabajará en espacio de señal con todas las transiciones de un sistema de comunicaciones en su modelo discreto equivalente, suficiente para simular los efectos que se desean estudiar con buena aproximación a un sistema real y sus prestaciones.

# Capítulo 3

## Monoportadora

En este capítulo se van a mostrar previamente los conceptos teóricos del canal que se van a emplear y a continuación los livescripts asociados a sistemas de comunicaciones monoportadora.

En todo sistema de comunicaciones será el canal el factor mas determinante a la hora de elegir que sistema transmisor-receptor plantear. Por lo tanto hay que caracterizar el canal.

Vamos a considerar el canal como una caja negra que afecta a la señal transmitida. Si el canal no cambia con el tiempo es estacionario, y si cambia con el tiempo sufre desvanecimientos (fading). Para estudiar el canal debemos además analizar su respuesta en frecuencia, si es plana, es un canal no selectivo en frecuencia, no dispersivo, sin memoria, en cambio, si su respuesta no es plana, se trata de un canal selectivo en frecuencia, dispersivo, un canal con memoria.

Los dos principales parámetros para caracterizar un canal son el tiempo de coherencia  $T_c$ , y el ancho de banda de coherencia  $B_c$ . El  $T_c$  es relativo al periodo de símbolo (y al periodo de trama), es la ventana temporal durante la cual el canal prácticamente no cambia, se mantiene constante. En la práctica, los sistemas de comunicaciones organizan la información en tramas y se considerara que el canal es invariante si el canal no cambia de un uso al siguiente.

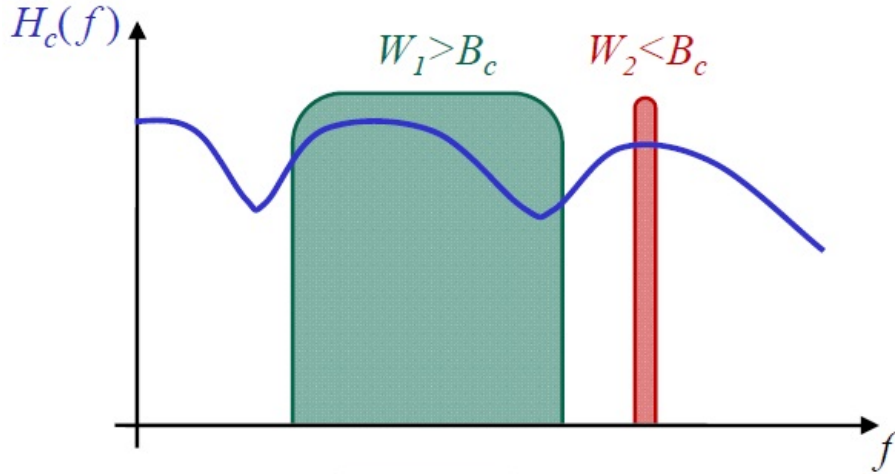


Figura 3.1: Ancho de banda frente a respuesta en frecuencia del canal

### 3.1. Tipos de canales

#### 3.1.1. Canal AWGN

Llamamos canal AWGN, al canal ideal. Es un canal plano en frecuencia (al menos en banda) y canal invariante temporalmente (estacionario).

El efecto del canal es una atenuación y un retardo/desfase constantes.

Ruido AWGN a la entrada de receptor con  $\frac{N_0}{2}$  W/Hz.

- Canal ideal:

$$h_C(t) = \alpha \delta(t - \tau_0) \xrightarrow{TF} H_C(f) = \alpha e^{-j2\pi f \tau_0} \quad (3.1)$$

- Canal ideal equivalente paso bajo:

$$h_{Ceq}(t) = h_C(t) e^{-j2\pi f_c t} \xrightarrow{\phi=2\pi f_c \tau_0} \alpha_{eq} e^{j\phi_{eq}} \delta(t - \tau_0) \quad (3.2)$$

- Canal ideal discreto equivalente:

$$h_{Ce}[n] = \alpha_e e^{j\phi_{eq}} \delta[n - n_0] \quad (3.3)$$

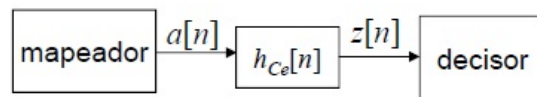


Figura 3.2: Canal discreto equivalente

$$z[n] = a[n] * h_{Ce}[n] = \alpha_e e^{j\phi_e} a[n - n_0] \quad (3.4)$$

Vamos a ver un ejemplo de recepción en AWGN de una QPSK. Asumimos que el receptor realiza sincronismo temporal y de fase perfecto ( $n_0 = 0$  y  $\phi_e = 0$ ). Control automático de ganancia (AGC) perfecto (la ganancia en amplitud es  $\frac{1}{\alpha_e}$ ).

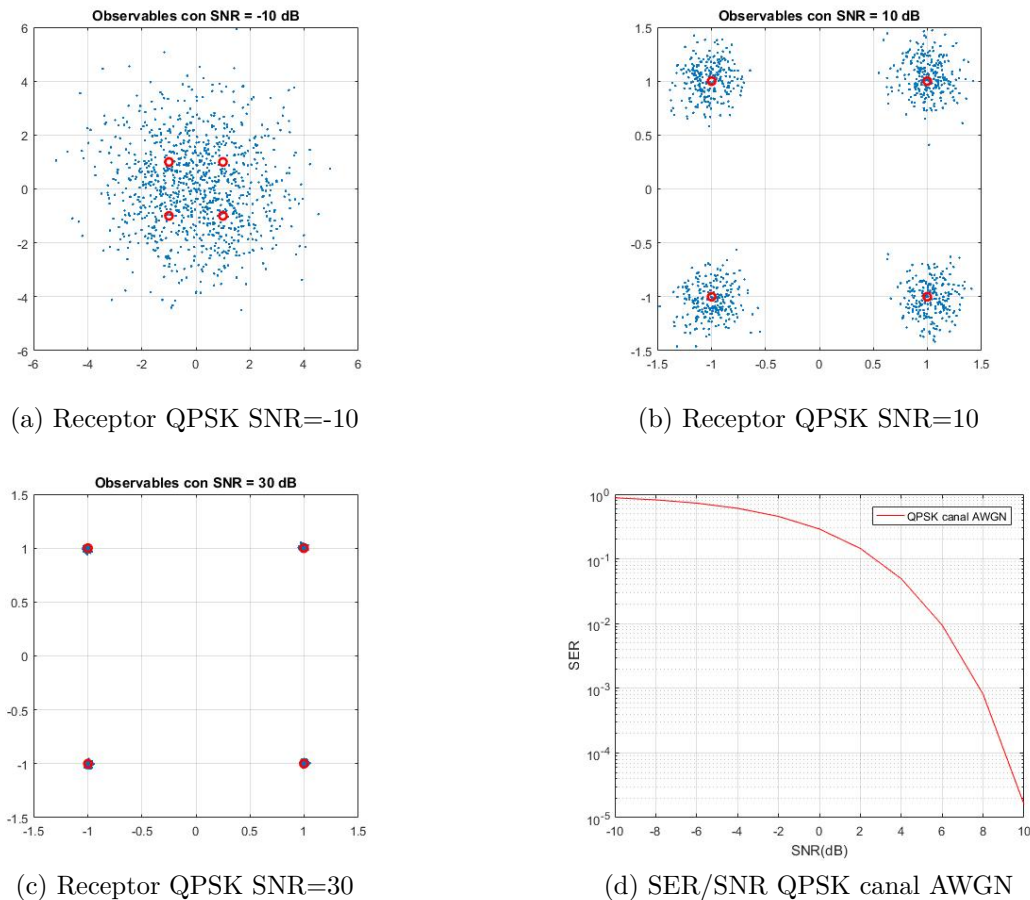


Figura 3.3: Receptor QPSK canal AWGN

Como vemos en las figuras 3.3a, 3.3b, 3.3c, tenemos los observables a la entrada del decisor y vemos como afecta el ruido al sistema. La primera sección de los livecripts single-carrier está para mostrar estos resultados donde se anima al alumno a cambiar el tipo de modulación.

A continuación se muestra el código que permite obtener la tasa de error en el símbolo en condiciones de canal ideal para obtener la tasa de error en el símbolo:

```

1 Ns = 1000; %Numero de simbolos a transmitir en cada
  experimento
2 M = 4; %Modulacion QAM (BPSK = 2, QPSK = 4, 16-QAM =16,...)
3 m = sqrt(M);
4 Nsim = 1000; %Numero de simulaciones
5 SNR = -10:2:50; % Barrido de SNR en dB
6 % Generamos el canal

```

```

7 h = 1; % Canal ideal (AWGN)
8 % Inicializamos el vector de tasa de error en el simbolo
9 SER= zeros(length(SNR),1);
10 for i=1:length(SNR);
11     N_errores = 0;
12     varr = 10^(-SNR(i)/10);
13     for t=1:Nsim
14
15         s = ((randi(m,Ns,1))*2-(m+1)) + 1i*((randi(m,Ns,1))
16             *2-(m+1)); % generacion de simbolos
17
18         y = filter(h,1,s);
19         rrx = sqrt(varr)*(randn(Ns,1) + 1i*randn(Ns,1))/sqrt
20             (2); % Ruido AWGN a la entrada del receptor
21         y_recibida = y + rrx;
22
23         z = h'*y_recibida/abs(h)^2;
24         z_decisor = round((z+1+1i)/2)*2-1-1i;
25
26         error = s~=z_decisor;
27         N_errores = N_errores + sum(error);
28
29     SER(i) = N_errores/Ns/Nsim;
30 end

```

La figura 3.3d, es el resultado de este código. La curva de tasa de error obtenida en un canal AWGN para distintas SNR a la entrada del receptor.

### 3.1.2. Canal plano con desvanecimiento

Anteriormente hemos mostrado un receptor con un canal ideal, pero existen situaciones en las cuales el canal varía, por ejemplo debido al incremento de la atenuación por lluvia, o por cambios en el entorno entre el transmisor y el receptor en comunicaciones inalámbricas.

Consideramos entonces un nuevo canal “ideal”, plano en su respuesta en frecuencia pero variante en el tiempo, es decir, el canal no es estacionario. Se denomina canal plano con desvanecimientos (flat fading).

Se trata de un canal AWGN que varía con el tiempo en donde las expresiones  $h_{Ceq}(t) = \alpha_{eq}e^{j\phi_{eq}}\delta(t - \tau_0)$  y  $h_{Ce}[n] = \alpha_e e^{j\phi_{eq}}\delta[n - n_0]$ , la amplitud y la fase son realizaciones de variables aleatorias. El efecto del canal es una atenuación y un retardo/desfase variantes con el tiempo.

## Canal Rayleigh

$$\left. \begin{array}{l} R \text{ v.a. rayleigh con } f_R(r) = \frac{2r}{\sigma_r^2} e^{-\frac{r^2}{\sigma_r^2}}, r \geq 0 \\ \phi \text{ v.a. uniforme en } [-\pi, \pi] \end{array} \right\} \mathbf{H}_{\text{Rayleigh}} = Re^{j\phi} \sim CN(0, \sigma_r^2)$$

La ganancia en amplitud  $r = |h|$ , sigue una distribución Rayleigh y la ganancia en potencia  $r^2 = |h|^2$ , sigue una distribución exponencial.

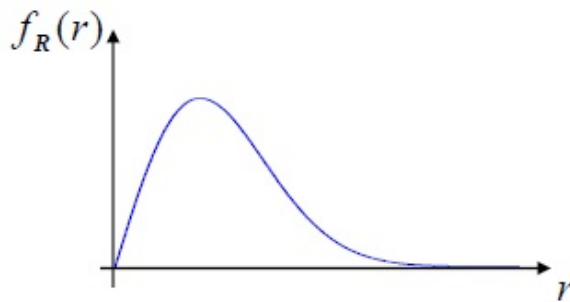


Figura 3.4: Función densidad de probabilidad Rayleigh

```
1 %Una realizacion de un canal Rayleigh
2 hce = (randn(1) + 1i*randn(1))
```

## Canal Rice

Canal Rayleigh al que se le suma una componente constante (invariante) de amplitud  $\alpha$ :

$$\mathbf{H}_{\text{Rice}} = Re^{j\phi} \sim CN(\alpha, \sigma_r^2)$$

Llamamos factor de Rice:

$$K_{\text{Rice}} = \frac{\alpha^2}{\sigma_r^2} \quad (3.5)$$

- Si  $K_{\text{Rice}} = 0$  equivale a canal Rayleigh.
- Si  $K_{\text{Rice}} = \infty$  equivale a canal AWGN (sin desvanecimiento).

```
1 %Una realizacion de un canal Rice
2 k = x; %x = 0 canal Rayleigh, x = inf canal AWGN
3 sigmar = 1/(1+k); %Varianza del canal Rice
4 alfa = 1 - sigmar^2; %Media del canal Rice
5 hce = (randn(1) + 1i*randn(1))*sigmar + alfa;
```

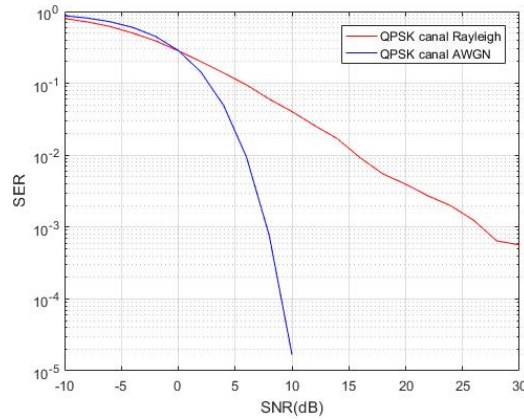


Figura 3.5: SER/SNR receptor QPSK

En la figura 3.5, podemos ver como varia la pendiente de la curva de un canal AWGN a un canal Rayleigh.

### 3.1.3. Canal selectivo Invariante

Existen situaciones en las cuales el canal es selectivo en frecuencia y consideramos canal no ideal, es decir, selectivo en frecuencia (al menos en banda) y es un canal invariante temporalmente (es estacionario).

$$h_C(t) = \sum_i \alpha_i \delta(t - \tau_i) \xrightarrow{TF} H_C(f) = \sum_i \alpha_i e^{-j2\pi f \tau_i} \quad (3.6)$$

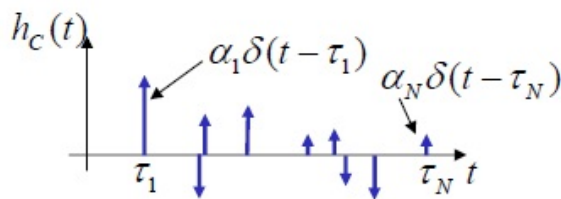


Figura 3.6: Canal con memoria

- Canal equivalente paso bajo:

$$h_{Ceq}(t) = h_C(t) e^{-j2\pi f_c t} \xrightarrow{\phi=2\pi f_c \tau_0} \sum_i \alpha_{eq_i} e^{j\phi_{eq_i}} \delta(t - \tau_i) \quad (3.7)$$

- Canal discreto equivalente:

$$h_{Ce}[n] = \sum_i \alpha_{e_i} e^{j\phi_{e_i}} \delta[n - n_i] \quad (3.8)$$

$$z[n] = a[n] * h_{Ce}[n] = \sum_i \alpha_{e_i} e^{j\phi_{e_i}} a[n - n_i] \quad (3.9)$$



Como consecuencia, en el dominio del tiempo el canal discreto equivalente tiene memoria. La energía de un símbolo se dispersa a símbolos anteriores/posteriores (dispersión temporal)



Figura 3.7: Dispersión temporal

En el dominio de la frecuencia el canal discreto equivalente no es plano en frecuencia por lo tanto existe selectividad frecuencial.

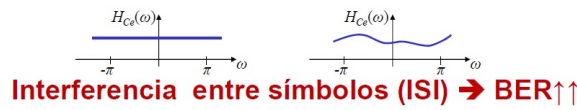


Figura 3.8: Selectividad frecuencial

## 3.2. Detección en presencia de ISI

La ISI provoca una Bit Error Rate (BER) intolerable en los sistemas de comunicaciones aunque tengamos una SNR muy alta a la entrada del receptor. Técnicas para combatir la ISI:

- Receptor ML (Maximum Likelihood) de secuencias: es la solución óptima y la que tiene la menor probabilidad de error. Consiste en la detección de una secuencia de L símbolos, implementado por el algoritmo de Viterbi.
- Igualación: Solución subóptima.

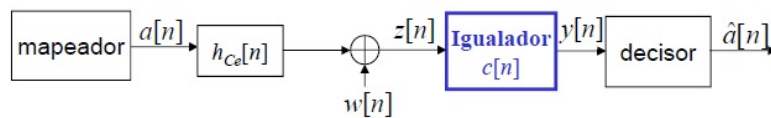


Figura 3.9: Igualador lineal

- Igualador lineal filtro digital Finite Impulse Response (FIR) de longitud  $N_c + 1$ :

$$y[n] = c[n] * z[n] = \sum_{k=0}^{N_c} c[k]z[n-k] \quad (3.10)$$

Como obtener los coeficientes del filtro  $c[n]$ :

- Criterio del cero forzado ("zero forcing"):
  - ◊ Conseguir  $h_{Ce} * c[n] = \delta[n-d]$ , es decir, forzar a que  $y[n] = a[n-d]$ .

- ◇ La solución es resolver un sistema de  $N_c + 1$  ecuaciones con  $N_c + 1$  incógnitas:

$$c[0]z[n] + c[1]z[n-1] + \dots + c[N_c]z[n-N_c] = a[n-d], \quad n = n_0, \dots, n_0 + N_c \quad (3.11)$$

Donde  $d$  es el retardo total (canal equivalente + igualador) y  $n_0$  es el instante de observación del primer símbolo sin igualar. Tiene buenas prestaciones con bajo nivel de ruido, elimina la ISI pero puede amplificar el ruido.

- Criterio del mínimo error cuadrático medio (Minimum Mean Square Error (MMSE)):
  - ◇ Minimiza el error medio entre la salida del igualador y el símbolo:

$$\min_{c[n]} (E[(a[n-d] - y[n])^2]) \quad (3.12)$$

Es mas robusto frente al ruido que el zero forcing pero computacionalmente mas complicado.

- Otras técnicas como espectro ensanchado y OFDM.

### 3.3. Livescripts

En esta sección se han construido dos livscripts donde abordaremos los sistemas monoportadora enfrentándose a distintos tipos de canal:

#### 3.3.1. Single Carrier I

Aquí describimos conceptos mencionados en este capítulo acerca de simulación de sistemas y tipos de canales. Mostraremos como se generan los símbolos en el transmisor y como representarlos.

```

1 % Sistema equivalente paso bajo
2 Ns = 1000; % Numero de simbolos a transmitir en cada
   experimento
3 sp = 10; % Numero de simbolos piloto para estimar el canal
4 Nstx = Ns - sp; % Bits de informacion transmitidos
5 M = 16; % Modulacion QAM (BPSK = 2, QPSK = 4, 16-QAM = 16, ...)
6 m = sqrt(M);
7 s = ((randi(m, Nstx, 1)) * 2 - (m + 1)) + 1i * ((randi(m, Nstx, 1)) * 2 - (m
   + 1)); % generacion de simbolos QAM

```

Con este livescript se podrá simular un receptor de comunicaciones y ver cómo afecta el ruido, realizando estima de canal y se podrá ver que supone llevar a cabo dicha estima. El canal es un canal Rayleigh. El alumno podrá ejecutarlo haciendo cambios en los parámetros que definen al sistema (modulación y símbolos por experimento en el transmisor y el canal) para ver como responde frente a distintas situaciones. Además puede cambiar el número de pilotos para ver cuantos símbolos piloto dentro de cada experimento son necesarios para realizar una estima de canal eficiente.

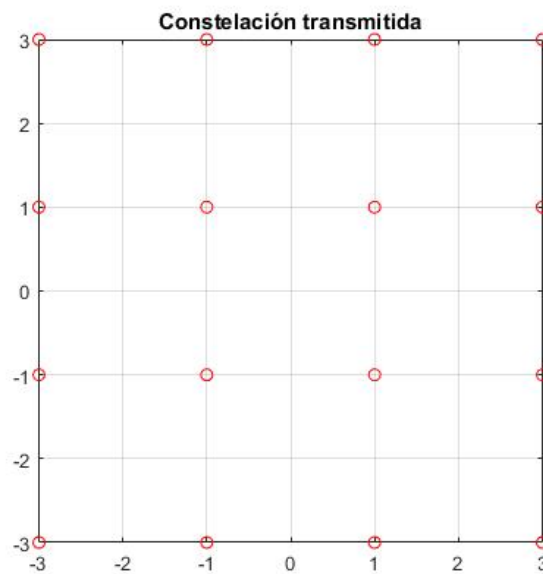


Figura 3.10: Simbolos 16-QAM

Se plantea un receptor básico de comunicaciones donde el alumno podrá comprobar el efecto del ruido sobre los símbolos transmitidos.

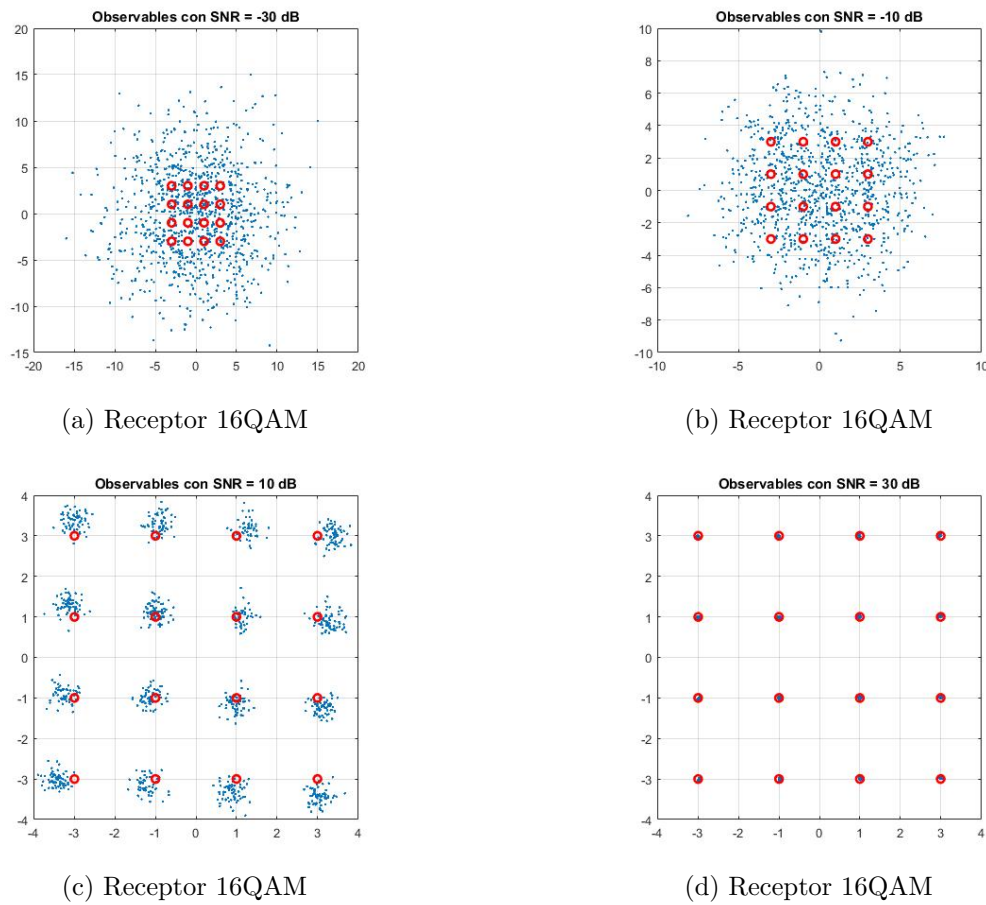


Figura 3.11: Receptor 16QAM canal Rayleigh

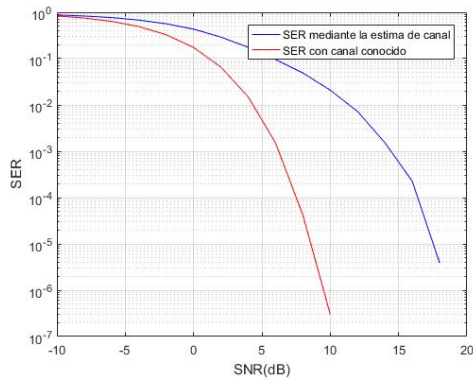
El siguiente código lo emplearemos para la estima de canal en el receptor. Suponemos unos símbolos piloto  $sp$ , establecidos en los parámetros del sistema, y conocidos por el receptor.

```

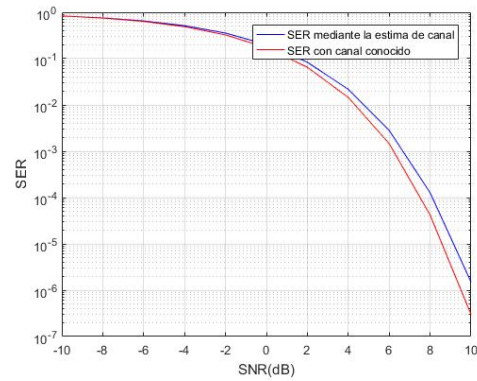
1 % Estima de canal en el receptor
2 S = ((randi(m, sp, 1)) * 2 - (m + 1)) + 1i * ((randi(m, sp, 1)) * 2 - (m + 1));
   % Simbolos piloto
3 Y = filter(h, 1, S); % Hacemos pasar los simbolos piloto por el
   canal
4 r = sqrt(varr) * (randn(sp, 1) + 1i * randn(sp, 1)) / sqrt(2); % Ruido
   en el receptor
5 Y_recibida = Y + r;
6 Hest = (S' * Y_recibida) / (S' * S); % Canal estimado a partir de
   los simbolos piloto conocidos por el

```

En este livescript se pretende que el alumno compruebe los efectos sobre el sistema usando un canal AWGN, un canal Rayleigh, y un canal variante con el tiempo y ver que prestaciones ofrece un sistema monoportadora en cuanto a tasa de error en el símbolo:

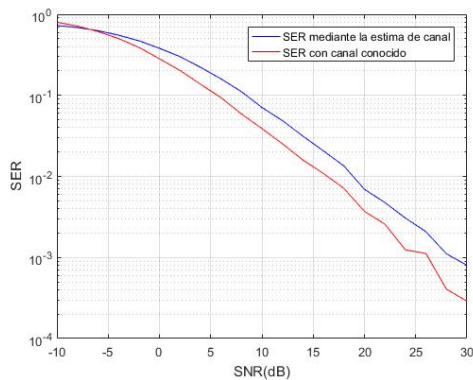


(a) SER/SNR un símbolo piloto por cada  $N_s=1000$  símbolos transmitidos

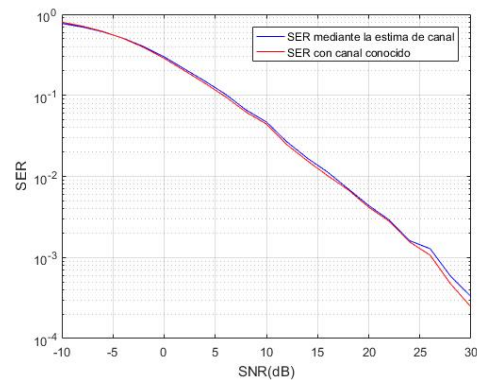


(b) SER/SNR 10 símbolos piloto por cada  $N_s=1000$  símbolos transmitidos

Figura 3.12: SER/SNR con canal Rayleigh invariante con el tiempo (canal estacionario)



(a) SER/SNR un símbolo piloto por cada  $N_s=1000$  símbolos transmitidos



(b) SER/SNR 10 símbolos piloto por cada  $N_s=1000$  símbolos transmitidos

Figura 3.13: SER/SNR con canal Rayleigh variante con el tiempo

Se espera que el alumno se encuentre con estos resultados. El alumno podrá cambiar parámetros para ver:

- Constelación transmitida para distintas modulaciones lineales.
- Observables en el receptor para distintas SNR.
- Modificar el número de símbolos piloto para la estima de canal y ver que prestaciones ofrece el sistema en cuanto a tasa de error en el símbolo.
- Modificar el canal y ver que le sucede al sistema cuando es ideal y cuando son realizaciones de canal Rayleigh variantes e invariantes en el tiempo.

### 3.3.2. Single Carrier II

En este segundo livescript, generalizamos el canal modelándolo como canal de Rice donde el alumno dará valores al parámetro  $k_{Rice}$  para simular el sistema.

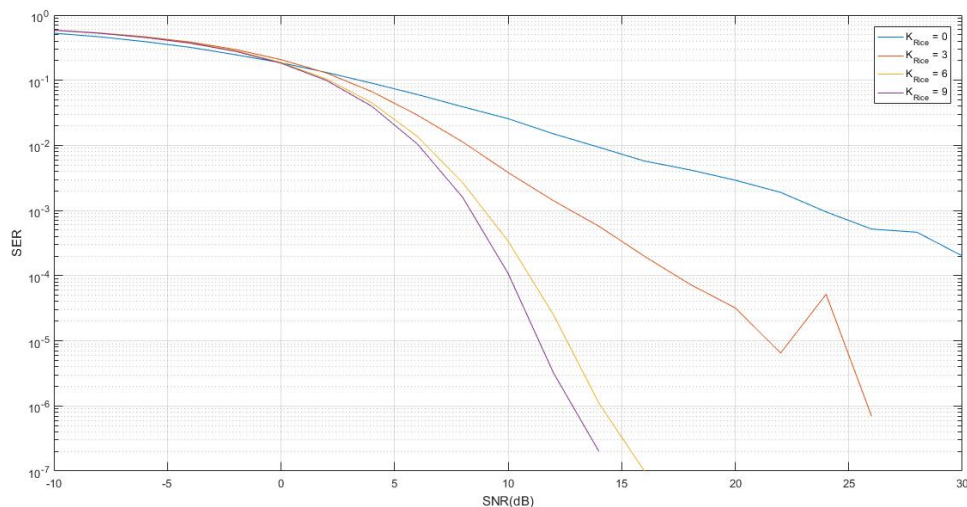


Figura 3.14: Canal Rice  $K=0$ ,  $k_{Rice} = \infty$

En la figura 3.14 Vemos la curva SER/SNR para un receptor QPSK con variaciones en las realizaciones de canal para una  $k_{Rice}$  determinada y el alumno puede comprobar como evoluciona desde un canal AWGN hasta uno Rayleigh en función del valor dado a  $k_{Rice}$ .

Finalmente se propone un canal dispersivo, selectivo en frecuencia:

```

1 % Canal Rice dispersivo
2 k = x; % x = 0 canal Rayleigh, x = inf canal AWGN
3 sigmar = 1/(1+k); % Varianza del canal Rice
4 alfa = 1 - sigmar^2; % Media del canal Rice
5 hce = randn(3,2)*[1 ; 1i]; % Canal Aleatorio dispersivo con 3
   muestras de hce
6 hce = [1+alfa 0.5 0.5]' .* h; % Canal multiplicado con los
   coeficientes de dispersion
7 hce = h*sigmar; % Realizacion de Canal Aleatorio

```

Con este modelo de canal se producirá ISI en el receptor como se explica en el livescript. Se implementará un filtro FIR con zero forcing como técnica para combatir la ISI en canales dispersivos en sistemas monoportadora. Esta el código detallado con comentarios de forma que el alumno pueda cambiar las líneas necesarias para modificar el sistema..

Primero se establece el numero de coeficientes del filtro en *Leq* y a continuación el retardo total. Se trata de que el alumno pruebe con distintas longitudes de canal dispersivo y de coeficientes del filtro. Se producirán situaciones donde el ecualizador no funcionará correctamente, con tasa de error muy altas, ya que al realizar muchas simulaciones los canales muy malos afectarán de forma muy negativa al promedio.

```

1 % Ecualizacion
2 Leq = 5; %Numero de coeficientes para el ecualizador
3 %d = round(Leq/2); %Delay de la senial filtrada
4 %d = 0;
5 d = 4; %Retardo (Delay) de la senial filtrada

```

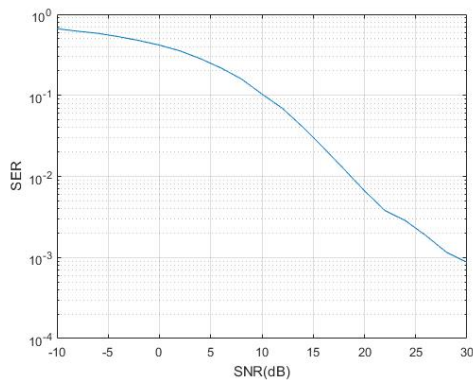
Ahora se muestra la implementación del receptor. Se hacen pasar los símbolos piloto conocidos por el receptor para el cálculo de los coeficientes del filtro y después los símbolos de información aplicándoles dichos coeficientes para corregir el canal en el receptor y combatir la ISI.

```

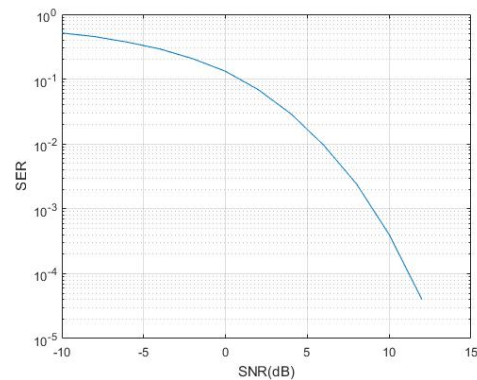
1 % Estima de canal en el receptor
2 S = ((randi(m,sp,1))*2-(m+1)) + 1i*((randi(m,sp,1))*2-(m+1));
   % Simbolos QAM monoportadora piloto
3 Y = filter(h,1,S); %Hacemos pasar los simbolos piloto por el
   canal
4 r = sqrt(varr)*(randn(sp,1)+1i*randn(sp,1))/sqrt(2);
5 Y_recibida = Y + r; % Simbolos piloto recibidos + ruido
6 c = Y_recibida(Leq:sp); % Coeficientes del ecualizador
7 r = Y_recibida(Leq:-1:1); % Coeficientes del ecualizador
8 Y = toeplitz(c,r); % Reorganizamos los coeficientes del
   igualador
9 % Determinamos el filtro igualador a partir de la
   reorganizaion de los coeficientes y lo combinamos con los
   simbolos piloto
10 w = pinv(Y)*S(Leq-d:sp-d); % Debemos tener en cuenta el
   reatardo (delay) introducido
11
12 y = filter(h,1,s); % Hacemos pasar los simbolos de informacion
   a traves del canal
13 rrx = sqrt(varr)*(randn(Nstx,1) + 1i*randn(Nstx,1))/sqrt(2);
14 y_recibida = y + rrx; % Senial recibida + ruido
15
16 % Receptor
17 z = filter(w,1,y_recibida); % Observables obtenidos haciendo
   pasar los simbolos recibidos por el filtro

```

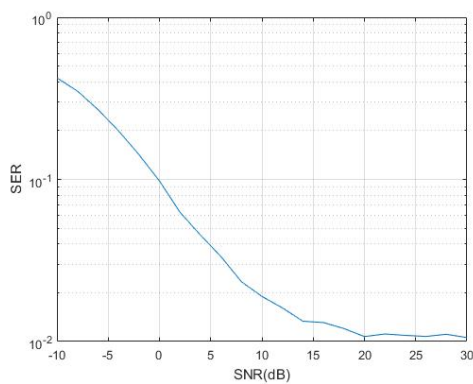
Las prestaciones del sistema se muestran como resultado en esta sección del livescript:



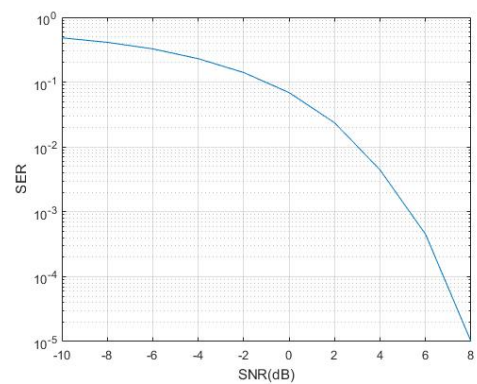
(a) SER/SNR 1ª simulación



(b) SER/SNR 2ª simulación



(c) SER/SNR 3ª simulación



(d) SER/SNR 4ª simulación

Figura 3.15: SER/SNR con 5 coeficientes para el filtro en canal Rayleigh

En la figura 3.15 se muestran cuatro simulaciones de montecarlo distintas, es decir, el canal es distinto para cada una de ellas. Es un canal Rice con  $k = 0$ , que el alumno puede cambiar para ver como responde. los parámetros que se espera que el alumno comprenda son las longitudes de canal, el número de coeficientes del filtro y el retardo total para que funcione adecuadamente el zero forcing del igualador lineal.

Se pretende que el alumno aprenda a identificar distintos tipos de canal:

- Prestaciones de un sistema con canal Rice no dispersivo.
- Prestaciones de un sistema con canal Rice dispersivo, usando un igualador zero forcing en el receptor para la ecualización. El alumno podrá jugar con la longitud del canal, del numero de coeficientes del filtro FIR y del retardo  $d$ .



# Capítulo 4

## Diversidad

En este capítulo estudiaremos como sacar provecho del desvanecimiento. Si conseguimos aprovechar los caminos de señal independientes que tienen baja probabilidad de sufrir un desvanecimiento profundo, ganamos ventaja, de forma que la solución consistirá en combinar adecuadamente dichas señales, a esto es a lo que llamamos explotar la diversidad. los livenesscripts desarrollarán estos conceptos centrándose en la diversidad espacial.

La idea es buscar y usar realizaciones distintas del canal y para ello se emplearán múltiples antenas en transmisión y/o en recepción, para que las distintas antenas experimenten canales con desvanecimientos independientes. La condición práctica para experimentar desvanecimientos independientes:

- Canal multitrayecto con rich scattering.
- Antenas omnidireccionales.
- Separación mayor de  $\frac{\lambda}{2}$

No basta con disponer de múltiples antenas, hay que usarlas adecuadamente. Vamos a mostrar un ejemplo SIMO:

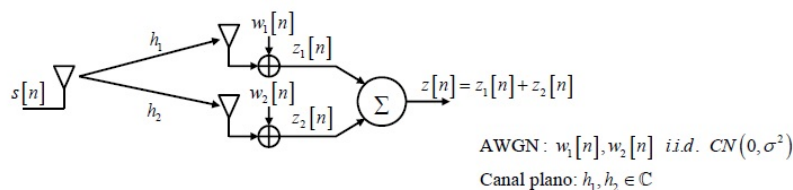


Figura 4.1: SIMO 1x2

- en cada rama:

$$z_1[n] = h_1 s[n] + w_1[n] \Rightarrow SNR_1 = \frac{|h_1|^2 P_s}{\sigma_{w_1}^2} = \frac{|h_1|^2}{\sigma^2}$$

$$z_2[n] = h_2 s[n] + w_2[n] \Rightarrow SNR_2 = \frac{|h_2|^2}{\sigma^2}$$

- La señal combinada:

$$z[n] = z_1[n] + z_2[n] = (h_1 + h_2)s[n] + w_1[n] + w_2[n]$$

$$SNR_{\Sigma} = \frac{|h_1 + h_2|^2}{\sigma_{w_1}^2 + \sigma_{w_2}^2} = \frac{|h_1 + h_2|^2}{2\sigma^2} = \frac{|h_{\Sigma}|^2}{\sigma^2}$$

- Siendo  $h_{\Sigma} = \frac{(h_1+h_2)}{\sqrt{2}}$  el canal Single-Input Single-Output (SISO) equivalente

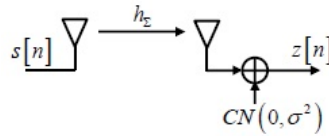


Figura 4.2: SISO equivalente 1x2

- En ausencia de desvanecimiento (canal determinista), dados  $h_1$  y  $h_2$ , habrá ganancia de SNR si

$$SNR_{\Sigma} > SNR_i \iff |h_{\Sigma}|^2 = \frac{|h_1 + h_2|^2}{2} > |h_i|^2 \text{ con } i = 1, 2.$$

- En presencia de desvanecimiento (canal aleatorio) se observará que ocurre en media, suponiendo  $h_1$  y  $h_2$  realizaciones de canal Rayleigh:

$$\overline{SNR_1} = E[SNR_1] = \frac{E[|h_1|^2]}{\sigma^2} = \frac{1}{\sigma^2}$$

$$\overline{SNR_2} = E[SNR_2] = \frac{E[|h_2|^2]}{\sigma^2} = \frac{1}{\sigma^2}$$

$$\overline{SNR_{\Sigma}} = \frac{E[|h_{\Sigma}|^2]}{\sigma^2} = \frac{E[|h_1 + h_2|^2]}{2\sigma^2} = \frac{E[|h_1|^2] + E[|h_2|^2]}{2\sigma^2} = \frac{1}{\sigma^2}$$

- No hay ganancia de SNR (Array Gain), pues la  $\overline{SNR_{\Sigma}} = \overline{SNR_i}$ . Además, la distribución de  $h_{\Sigma}$  es idéntica a la de  $h_1$  y  $h_2$ .
- Este sistema no aporta ventajas con respecto al SISO, por lo tanto hemos demostrado que no ganamos nada simplemente con disponer de múltiples antenas y sumarlas señales recibidas.

Se describe una única herramienta livescript destinada a mostrar resultados de ganancia en array, diversidad y multiplexado, para que el alumno observe las prestaciones y comprenda las técnicas de diversidad espacial.

## 4.1. SIMO

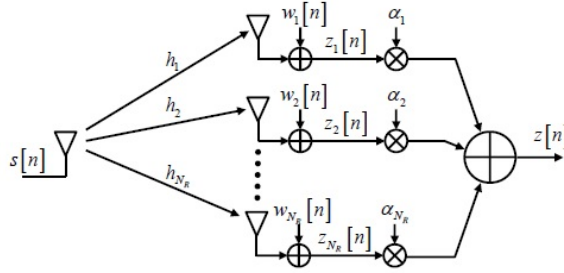


Figura 4.3: Esquema SIMO

Sistema discreto equivalente

- Canal SIMO plano en frecuencia  $\vec{h} = [h_1, h_2, h_3, \dots, h_{N_R}]$  con  $h_i = r_i e^{j\phi_i}$  conocido en transmisión.
- Ruido AWGN:  $w[n] \sim CN(0, \sigma^2)$
- Observable:  $z[n] = h_i s[n] + w_i[n] \rightarrow SNR_i = \frac{|h_i|^2 P_s}{\sigma_{w_i}^2} = \frac{|h_i|^2}{\sigma^2} \rightarrow z[n] = \sum_{i=1}^{N_R} \alpha_i z_i[n]$ ,  
¿Cuales son los pesos complejos  $\alpha_i$  óptimos?  $\rightarrow$  *criterio MRC*

### 4.1.1. MRC

Combinar coherentemente las señales de las distintas antenas receptoras mediante el uso de unos coeficientes óptimos. Las ramas con alta SNR se ponderan con un mayor peso,  $\vec{\alpha} = \frac{\vec{h}^*}{|\vec{h}|}$ , pero requiere que el receptor conozca el canal. Es el mismo principio que el filtro adaptado.

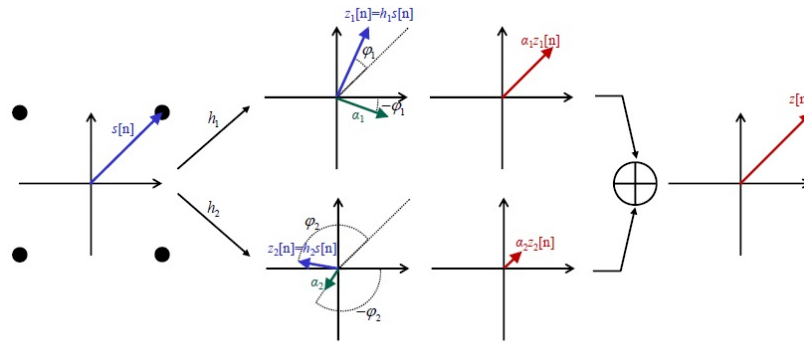


Figura 4.4: Criterio MRC

Dada una realización concreta del canal  $\vec{h} = [h_1, h_2, h_3, \dots, h_{N_R}]$ , el observable es:

$$z[n] = \sum_{i=1}^{N_R} \alpha_i z_i[n] = \sum_{i=1}^{N_R} \alpha_i (h_i s[n] + w_i[n]) = s[n] \underbrace{\sum_{i=1}^{N_R} \alpha_i h_i}_{\text{senial}} + \underbrace{\sum_{i=1}^{N_R} \alpha_i w_i[n]}_{\text{ruido}} \quad (4.1)$$

La SNR resultante usando los pesos óptimos por el criterio MRC es:

$$SNR_{MRC} = \sum_{i=1}^{N_R} SNR_i \quad (4.2)$$

El canal SISO equivalente MRC es:

$$h_{\Sigma} = h_{MRC} = \|\vec{h}\| = \sqrt{\vec{h}\vec{h}^*} = \sqrt{\sum_{i=1}^{N_R} |h_i|^2} \quad (4.3)$$

En media la SNR del receptor MRC es  $\overline{SNR_{MRC}} = E[SNR_{MRC}] = E[\sum_{i=1}^{N_R} SNR_i] = \sum_{i=1}^{N_R} E[SNR_i] = \sum_{i=1}^{N_R} \overline{SNR_i}$  por tanto la ganancia de array es:

$$ArrayGain = \frac{\overline{SNR_{MRC}}}{\overline{SNR}} = \frac{\sum_{i=1}^{N_R} \overline{SNR_i}}{\overline{SNR}} \quad (4.4)$$

Para la ganancia en diversidad, hay que analizar la curva SER/SNR. Una vez expuestos estos conceptos se plantea un sistema SISO con una antena transmisora y  $N_r$  antenas receptoras. Generamos una matriz de Canal Rayleigh (canal SISO equivalente por cada antena Tx y cada antena RX):

```

1 Nt=1; %numero de antenas transmisoras
2 Nr= x; %numero de antenas receptoras
3 % Matriz de Canal
4 H = (randn(Nr,1)+1i*randn(Nr,1))/sqrt(2);
5 Hnorm = abs(H);

```

Se aplica en el receptor el criterio MRC:

```

1 %MRC
2 z = H*s +r; % Simbolos recibidos + ruido
3 alfa = H/norm(H)^2; % Coeficientes optimos MRC obtenidos del
   canal
4 z_mrc = alfa'*z; % Simbolos recibidos con los coeficientes
   aplicados
5 z_decisor_mrc = round((z_mrc+1+1i)/2)*2-1-1i;
6 error_mrc = s~=z_decisor_mrc; % Comparamos los simbolos
   transmitidos con los observables despues del decisor

```

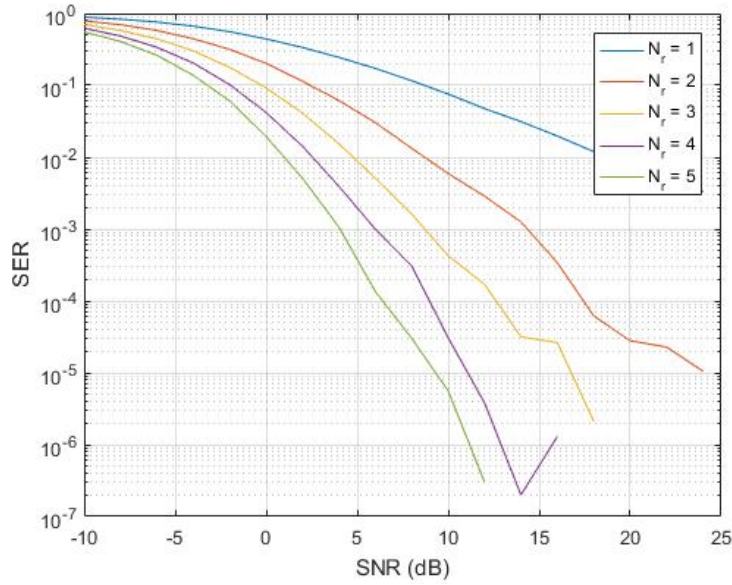


Figura 4.5: Ganancia en diversidad en MRC

Como vemos en la 4.6 la pendiente de la curva de tasa de error en el símbolo cambia a mas número de antenas receptoras. Al alumno puede ver porqué la ganancia en diversidad es igual al numero de antenas receptoras que tenga el sistema.

#### 4.1.2. AS y EGC

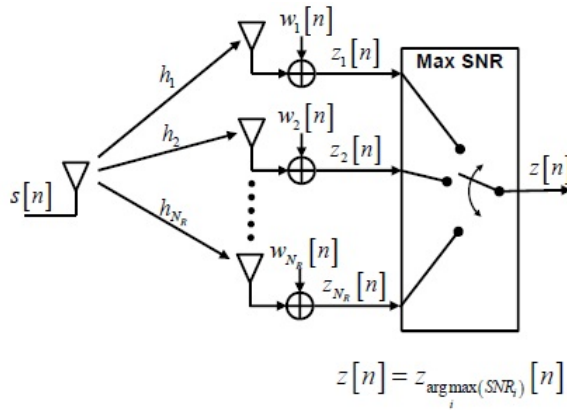


Figura 4.6: Esquema SIMO AS

Es una técnica mas sencilla que MRC, que selecciona la rama con mayor SNR de forma que  $SNR_{AS} = \max\{SNR_i\}$ ,  $h_{\Sigma} = h_{AS} = \max\{|h_i|\}$ . Tiene unas prestaciones peores que MRC, para caso particular canal i.i.d.:

$$\overline{SNR_{AS}} = \sum_{i=1}^{N_R} \frac{1}{i} \overline{SNR_i} = \overline{SNR} \sum_{i=1}^{N_R} \frac{1}{i} \rightarrow ArrayGain = \sum_{i=1}^{N_R} \frac{1}{i} \quad (4.5)$$

Es aplicar MRC pero con pesos de igual amplitud (solo desfasan):  $\alpha_i = e^{-j\phi_i}$

```

1 %AS, escogemos la antenna con el mayor valor absoluto
2 z = H*s +r;
3 [b,d] = max(Hnorm);
4 z_as = z(d,:);
5 z_as = z_as*conj(H(d))/(abs(H(d)).^2);
6 z_decisor_as = round((z_as+1+1i)/2)*2-1-1i;
7 error_as = s~=z_decisor_as;

```

```

1 %Equal gain combining
2 alfa_egc = H./abs(H);
3 z_egc = alfa_egc'*z./(abs(alfa_egc'*H));
4 z_decisor_egc = round((z_egc+1+1i)/2)*2-1-1i;
5 error_egc = s~=z_decisor_egc;

```

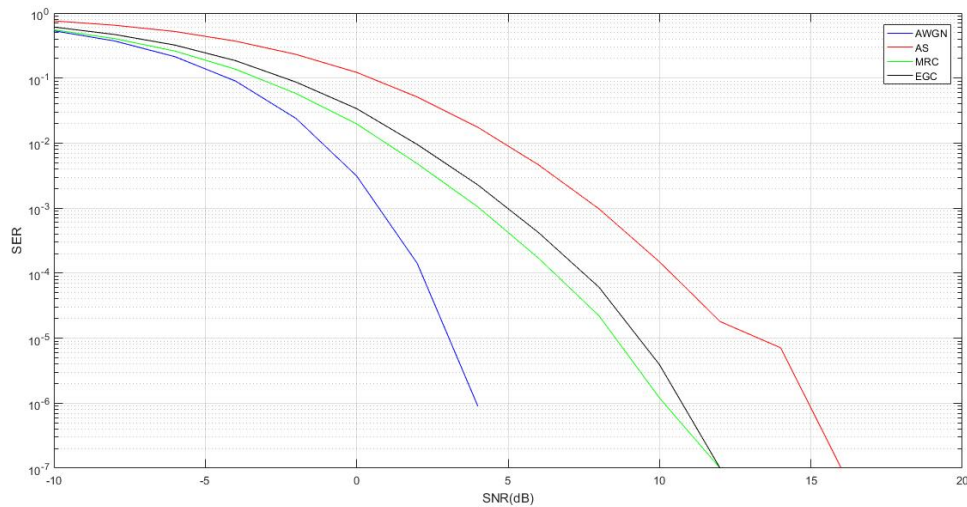


Figura 4.7: Comparación de técnicas SIMO,  $N_t = 1$   $N_r = 5$

## 4.2. MISO

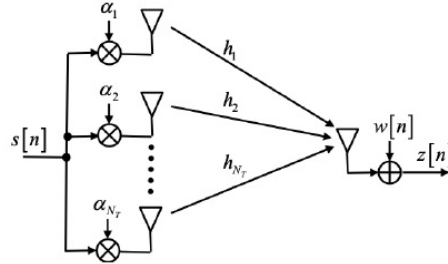


Figura 4.8: Esquema MISO

Se emplean múltiples antenas en transmisión ( $N_t$ ) y se reparte la potencia total entre todas las antenas. El diseño y prestaciones del sistema son dependientes del conocimiento del canal en el transmisor (Channel State Information at Transmitter (CSIT)). ¿Cómo obtener CSIT?

- Feedback: El receptor estima el canal (mediante el uso de pilotos, preámbulos,...) y reenvía la información al transmisor.
- Reciprocidad: Si ambos extremos de un enlace semi-duplex usan la misma portadora entonces el canal en un sentido es el conjugado del canal en sentido contrario.

Sistema discreto equivalente para MISO:

- Canal MISO plano en frecuencia  $\vec{h} = [h_1, h_2, h_3, \dots, h_{N_T}]$  con  $h_i = r_i e^{j\phi_i}$  conocido en transmisión.
- Ruido AWGN:  $w[n] \sim CN(0, \sigma^2)$

- Observable:  $z[n] = s[n] \underbrace{\sum_{i=1}^{N_T} \alpha_i h_i}_{\text{senal}} + \underbrace{w[n]}_{\text{ruido}}$

### 4.2.1. MRT

Es la solución óptima. Consiste en aplicar MRC en transmisión. Los coeficientes óptimos son  $\vec{\alpha} = \frac{\vec{h}^*}{\|\vec{h}\|}$  que al igual que en MRC son proporcionales al conjugado del canal y están normalizados. Tiene las mismas prestaciones que MRC en recepción:

El canal SISO equivalente MRT es:  $h_\Sigma = h_{MRT} = \|\vec{h}\| = \sqrt{\sum_{i=1}^{N_T} |h_i|^2}$

$$\text{SNR: } SNR_{MRT} = \sum_{i=1}^{N_T} SNR_i \rightarrow \text{ArrayGain} = N_T$$

```

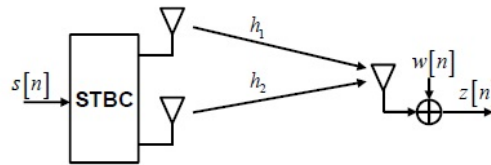
1  %MRT
2  alfa_mrt = H/norm(H)^2;
3  s_mrt = alfa_mrt'*s';
4  z_mrt = H*s_mrt + r;
5  z_decisor_mrt = round((z_mrt+1+1i)/2)*2-1-1i;
6  error_mrt = s~ = z_decisor_mrt';
7  N_erroses_mrt = N_erroses_mrt + sum(error_mrt);

```

### 4.2.2. ALAMOUTI

**Alamouti (1998): Técnica MISO 2x1 para conseguir diversidad sin CSIT**

• **Esquema:**



• **STBC: Space-Time Block Coding**



Figura 4.9: Esquema Alamputi para  $N_t = 2$  y  $N_r = 1$

Es una técnica para conseguir diversidad sin CSIT. Se propone en el livescript el código que implementa el receptor Alamouti para el caso particular  $N_t = 2$  y  $N_r = 1$ :

```

1  %Una vez generados los simbolos los hacemos pasar por el
2  %modulo STBC para el caso particular de alamouti ( Nt=2, Nr
   =1, solo 1 stream de datos)
3  s_stbc1 = zeros(Ns,1);
4  s_stbc2 = zeros(Ns,1);
5  for q=1:Ns;
6      if mod(q,2)==0
7          s_stbc1(q) = -conj(s(q));
8      else
9          s_stbc1(q) = s(q);
10     end
11     end
12
13     for w=1:Ns;
14         if mod(w,2)==0
15             s_stbc2(w) = conj(s(w-1));

```



```

16         else
17             s_stbc2(w) = s(w+1);
18         end
19     end
20
21     s_stbc = [s_stbc1 s_stbc2];

```

Los observables serán tratados por parejas:

```

1  z = s_stbc*H' + r';
2
3  % Los observables se han de agrupar por parejas y procesarlos
4  Z = [z(1:2:end) conj(z(2:2:end))];
5  Heq = [H(1) H(2); H(2)' -H(1)'];
6  Z = Z*Heq/norm(H)^2;
7  z = Z.';
8  z = z(:);

```

Se comparan las prestaciones junto con MRT para el mismo numero de antenas en el sistema.

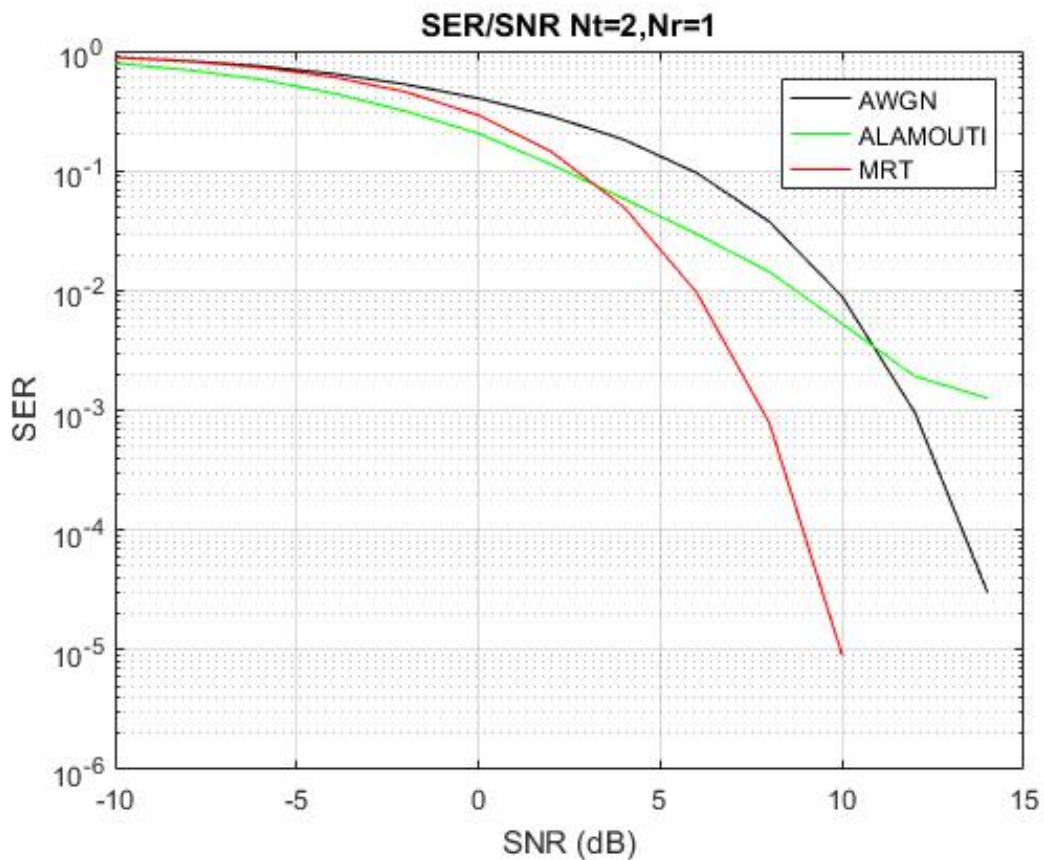


Figura 4.10: Comparación MRT y Alamouti para  $N_t = 2$  y  $N_r = 1$

### 4.3. MIMO

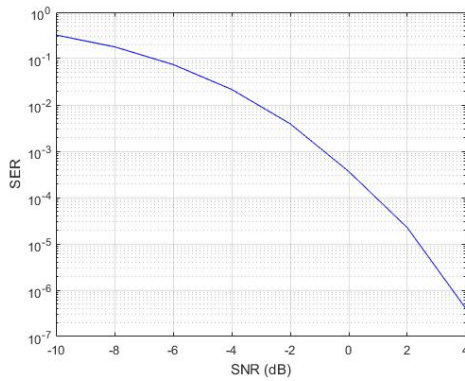
Finalmente se describe un entorno con múltiples antenas transmisoras y múltiples receptoras. Se va a plantear de forma que el alumno pueda comprobar como responde usando mayor o menor antenas frente a distintos usos de canal siendo  $d$  el stream de datos, es decir, los flujos binarios que se pueden transmitir simultáneamente pero siempre debe ser menor o igual al mínimo número de antenas que se tenga tanto en transmisión como en recepción.

```

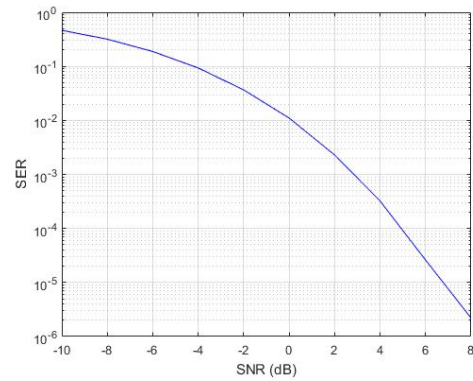
1 % Generamos los simbolos
2 s = ((randi(m,Ns,d))*2-(m+1)) + 1i*((randi(m,Ns,d))*2-(m+1));
3 s = s';
4
5 r = sqrt(varr)*(randn(Nr,Ns)+1i*randn(Nr,Ns))/sqrt(2);
6 H = (randn(Nr,Nt)+1i*randn(Nr,Nt))/sqrt(2);
7 [U,sigma,V]=svd(H,0); % precodificamos con la V de la svd los
   stream de simbolos, y ademas precodificamos con la fft para
   optimizar a la hora de recuperar los datos que no afecten
   los usos de canales demasiado malos
8 U = U(:,1:d);
9 V = V(:,1:d);
10 sigma = sigma(1:d,1:d);
11
12 z = H*V*s + r;
13 z = diag(diag(sigma).^-1)*(U'*z);
14 z_decisor = round((z+1+1i)/2)*2-1-1i;
15 error = s~=z_decisor;
16 z = z(:);

```

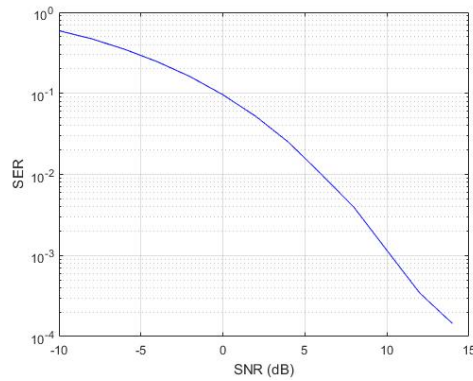
Hacemos la SVD al canal para reorganizar los caminos y estimar la señal original en el receptor.



(a) SER/SNR con 1000 usos de canal para  $d = 1$  stream de datos



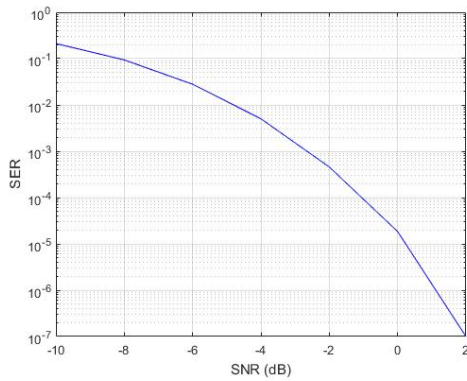
(b) SER/SNR con 1000 usos de canal para  $d = 2$  stream de datos



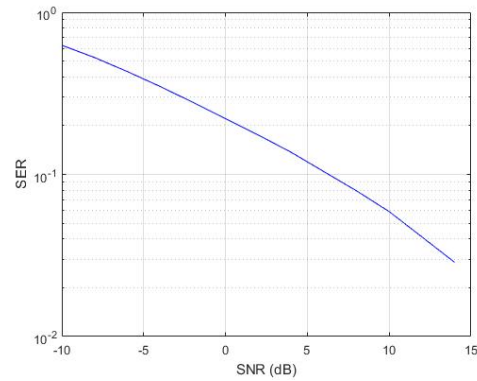
(c) SER/SNR con 1000 usos de canal para  $d = 3$  stream de datos

Figura 4.11: SER/SNR con MIMO incrementando el flujo de datos

En la figura 4.12 comprobamos que emplear un sistema MIMO es eficiente espectralmente, con una tasa de error muy baja con SNR no necesariamente muy altas. Se trata de que el alumno llegue a esta conclusiones y pruebe cambiando el numero de antenas en transmisión y en recepción. Que compruebe que es un código generalizado ya que se puede reducir hasta el sistema SISO para el caso de un solo stream de datos.



(a) SER/SNR con 1000 usos de canal para  $d = 1$  stream de datos



(b) SER/SNR con 1000 usos de canal para  $d = 5$  stream de datos

Figura 4.12: SER/SNR con MIMO incrementando el flujo de datos para el mismo numero de antenas transmisoras y receptoras ( $N_t = N_r = 5$ )

Para concluir el capítulo se resumen las posibilidades que ofrece el livescript para el alumno:

- En la sección SIMO aumentar el número de antenas en recepción para comprobar que la ganancia en diversidad coincide con el numero de antenas en MRC.
- En MISO se muestra un solo sistema para el sistema Alamouti y comparar sus prestaciones con MRT para ver la diferencia de sistemas con y sin CSIT.
- Por último en MIMO se propone ir variando el numero de antenas en transmisión, en recepción y el numero de stream de datos simultáneos que se van a transmitir. Solo lograremos ganancia de multiplexado en MIMO que será el mínimo de antenas que se tenga, ya sea en transmisión o en recepción.

# Capítulo 5

## OFDM

Este es el último capítulo del proyecto. Aquí mostraremos dos livescripts donde el alumno podrá simular un transmisor y un receptor multiportadora OFDM. Se ha mencionado en el capítulo 3, como técnica para enfrentarse a canales dispersivos, selectivos en frecuencia.

En el primer livescript mostraremos un sistema OFDM donde el alumno podrá ver como es la señal OFDM transmitida y recibida. Podrá cambiar los parámetros del transmisor, definiendo el número de subportadoras del sistema, el tipo de modulación de cada subportadora, el número de portadoras de guarda y el tipo de canal al que se enfrentará al sistema.

La idea en OFDM es que el canal sea plano en frecuencia para cada subportadora de manera que distribuyendo los símbolos de forma adecuada y reorganizándolos en el receptor conseguimos una eliminación total de la ISI y de la Inter-carrier Interference (ICI).

OFDM es un caso especial de multiportadora con robustez frente al multitrayecto e interferencias en banda estrecha, manteniendo la eficiencia espectral. La clave es la ortogonalidad entre las frecuencias portadoras de información. Esto se consigue porque el número de periodos incluidos dentro de un periodo es un número entero, de forma que la señal OFDM transmitida sea la suma de todas las frecuencias portadoras.

El símbolo OFDM es  $N$  veces más largo, soporta retardos multitrayecto  $N$  veces mayor que un sistema de portadora única. Así pues los datos son modulados sobre  $N$  portadoras mediante la aplicación de la Transformada Inversa de Fourier, generándose los valores complejos. Esta señal ataca a un serializador que copia las últimas  $L$  muestras a modo de preámbulo o prefijo cíclico y origina el símbolo OFDM, el cual será transmitido a través de un canal discreto en el tiempo.

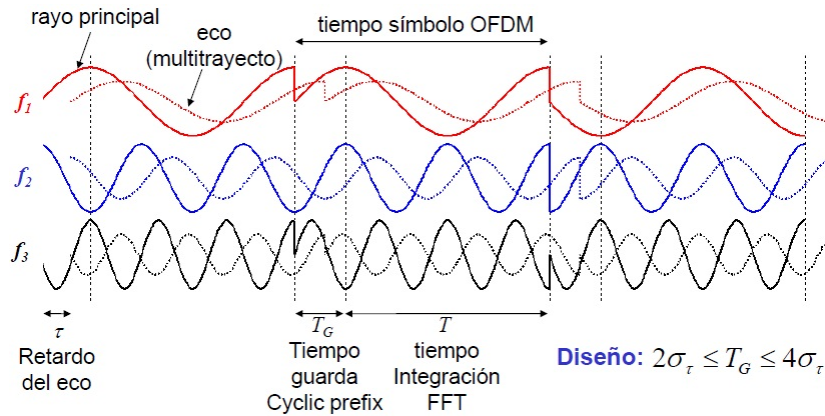


Figura 5.1: Tres subportadoras BPSK en un canal multitrayecto de dos rayos

Con el tiempo de guarda conseguimos una eliminación total de la ISI siempre que el tiempo de guarda sea mayor que la máxima dispersión temporal del canal. Si en vez de usar las  $L$  muestras del final de cada símbolo como prefijo, no aplicásemos ninguna señal en el tiempo de guarda perderíamos la ortogonalidad entre subportadoras y habría ICI. Por lo tanto con un tiempo de guarda lo suficientemente largo y con prefijo cíclico combatimos ISI e ICI.

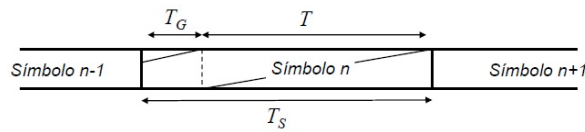


Figura 5.2: Trama OFDM

A continuación un diagrama de bloques de la implementación de un transmisor OFDM mediante la Inverse Fast Fourier Transform (IFFT). Cada subportadora está modulada (BPSK, QPSK, 16QAM, ...) y por cada símbolo OFDM, asignamos una amplitud y/o fase, a cada subportadora. Las  $N$  subportadoras moduladas genera la forma de onda de un símbolo OFDM:

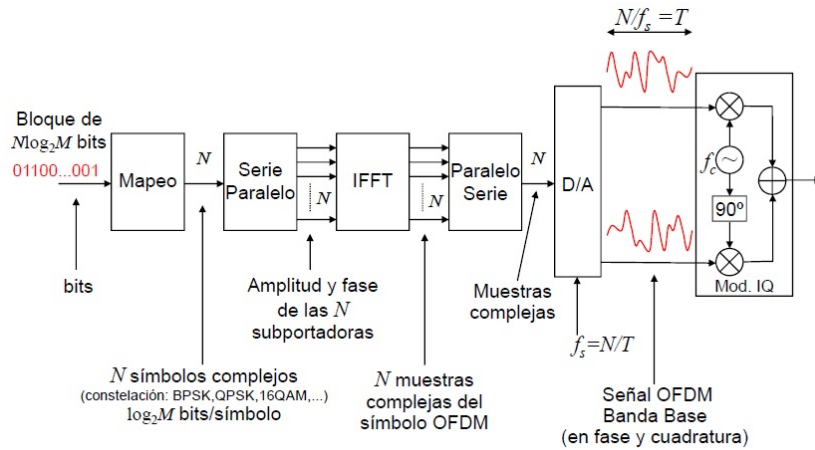


Figura 5.3: Diagrama de bloques transmisor OFDM

```

1  % Parametros del transmisor
2  N = 16; % Numero de subportadoras
3  Ns = 5; % Numero de simbolos OFDM a transmitir
4  Ng = 5; % Numero de muestras del tiempo de guarda ciclica
5
6  % Generacion de simbolos
7  M = 4; % Tipo de modulacion (log2(M) bits/simbolo): BPSK M=2;
      QPSK M=4; 16QAM M=16; 64QAM M=64
8  m = sqrt(M);
9  s = ((randi(m,N,Ns))*2-(m+1)) + 1i*((randi(m,N,Ns))*2-(m+1));
10
11 x = ifft(s,N); % Matriz de muestras temporales de
      la senial OFDM. Cada columna corresponde a un simbolo OFDM
12 xg = [x(end-Ng+1:end,:);x]; % Tiempo de guarda con extension
      ciclica
13 xt = xg(:); % Vector con las muestras de la
      senial OFDM transmitida

```

Los símbolos irán modulados en cada subportadora y pasamos al dominio del tiempo para añadir la extensión cíclica al principio de cada símbolo OFDM. Sin la extensión cíclica se perdería la ortogonalidad. En este primer livescript se mostrarán las señales transmitida y recibida en el dominio del tiempo además de los efectos de la ISI en OFDM cuando el número de muestras de guarda es inferior a la longitud del canal.

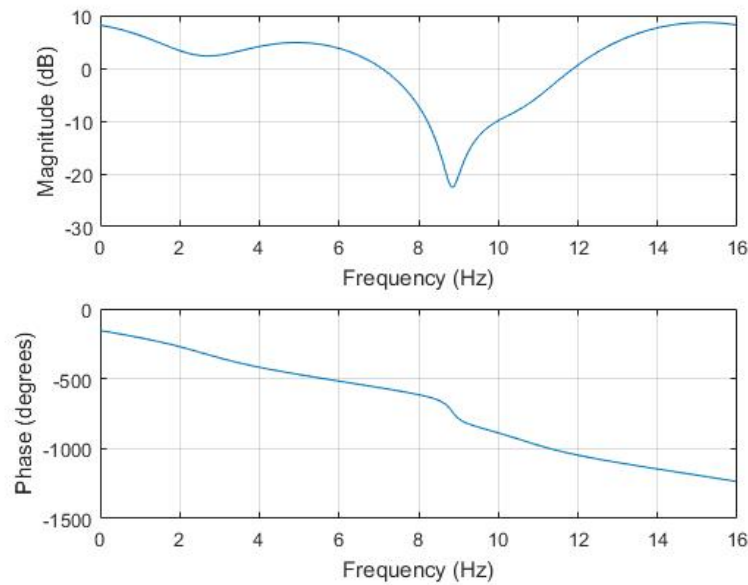


Figura 5.4: Respuesta en frecuencia del canal a lo largo de todas las subportadoras

Se le muestra al alumno el canal al que se va a enfrentar el sistema y como para cada subportadora será plano en el ancho de banda de cada subportadora.

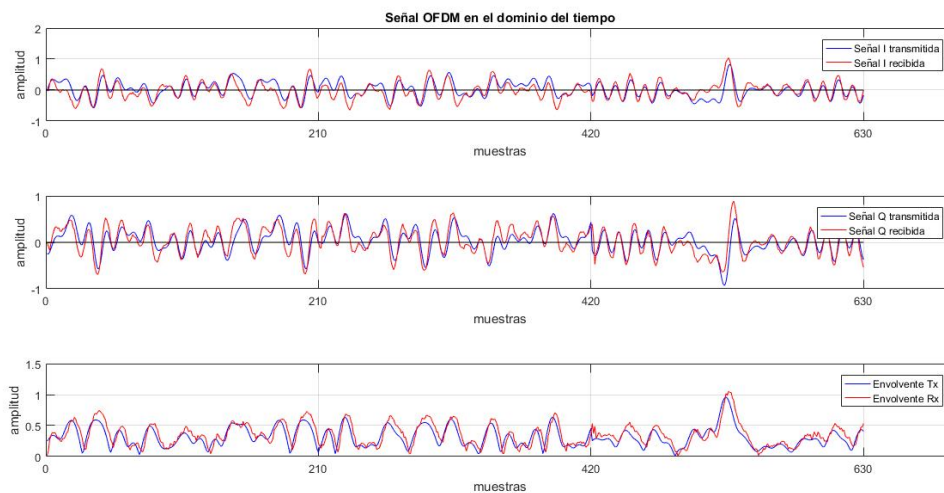


Figura 5.5: Señal transmitida y señal recibida

En la figura 5.6 el alumno puede ver una señal OFDM con tres símbolos con un factor de sobremuestreo para ver mas suave la señal transmitida y recibida, de forma que se puede apreciar la extensión cíclica en las primeras muestras de cada símbolo. Se propone también que le quite la extensión cíclica para que en esas primeras muestras no haya señal



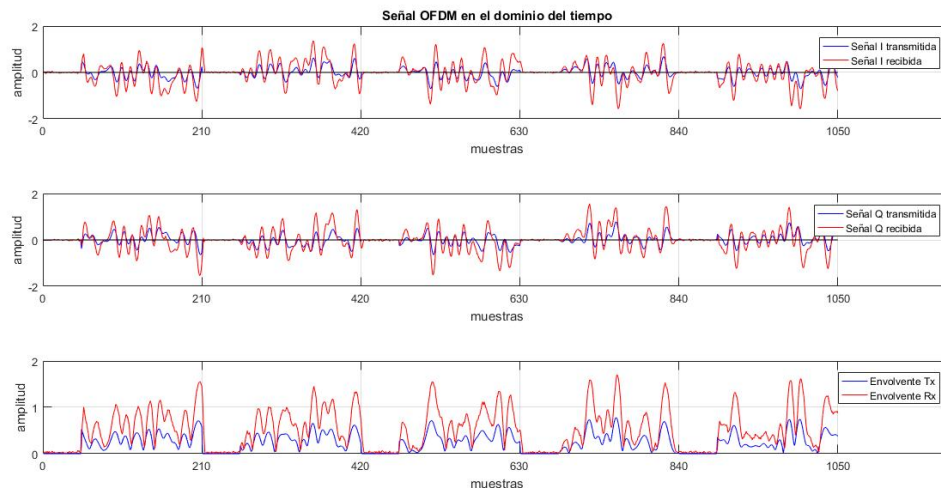


Figura 5.6: Señal transmitida y señal recibida sin señal en la extensión

Se propone al alumno jugar con los parámetros OFDM para que observe que le ocurre a la señal OFDM si no añadimos la extensión cíclica. las subportadoras perderán la ortogonalidad y habrá ICI.

Finalmente en la última sección del livescript se plantea un receptor OFDM para comprobar que al cambiar los parámetros se producirá ISI si  $N_g < \text{longitud del canal}$ , ICI si no hay extensión cíclica o ambas si se cumplen simultáneamente estas dos condiciones:

```

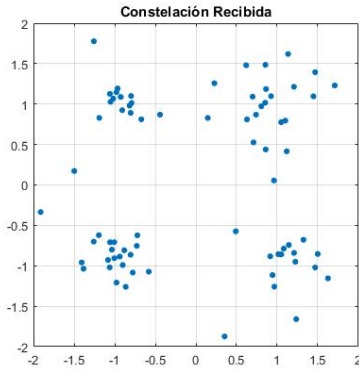
1 % Canal
2 l_canal = 5; % Longitud del canal debe funcionar para un
   numero de muestras de canal igual a Ng+1
3 h = randn(l_canal,2)*[1 ; 1i];
4
5 % Ruido
6 SNR = 50;
7 m_r = length(xt); % Muestras de ruido
8 varr = 10^(-SNR/10);
9 r = sqrt(varr)*(randn(m_r,1) + 1i*randn(m_r,1))/sqrt(2);
10
11 xt_r = filter(h,1,xt); % senial convolucionada con el canal
12
13 % Receptor
14 xt_r = xt_r + r; % Ruido AWGN
15 y = reshape(xt_r,N+Ng,Ns); % Reorganizacion en forma
   matricial. Cada columna corresponde a las N+Ng muestras de
   un simbolo OFDM
16 y = y(Ng+1:end,:); % Eliminacion de Guardas

```

```

17 z = fft(y,N); %FFT para obtener los
    símbolos de cada subportadora
18 hf = fft(h,N);
19 z_rx = repmat((1./abs(hf).^2).*conj(hf),1,Ns).*z;
20 z_decisor = round((z_rx+1+1i)/2)*2-1-1i;

```



(a) ISI observables recibidos con SNR = 50 dB

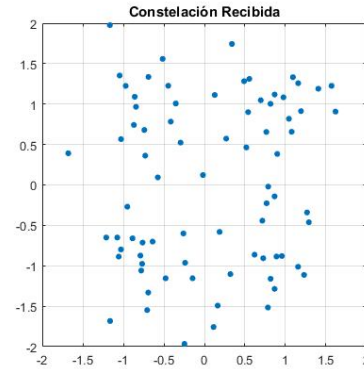
(b) ICI observables recibidos con SNR = 50 dB  
Ng por encima de la longitud de canal. Extensión  
sin señal

Figura 5.7: SER/SNR con MIMO incrementando el flujo de datos para el mismo numero de antenas transmisoras y receptoras ( $N_t = N_r = 5$ )

La última herramienta livescript es un sistema OFDM mas completo donde se realiza estima de canal con símbolos piloto transmitidos en las primeras subportadoras.

Se demuestra también como realizando una precodificación de los símbolos OFDM empleando la Fast Fourier Transform (FFT) con su correspondiente IFFT en el receptor se consigue una optimización espectral de los símbolos transmitidos que se fragmentarán y se por todas las subportadoras de forma que al receptor le será mas sencillo reconstruir la señal original en el receptor que simplemente transmitimos un símbolo por una subportadora a la que le afecta un canal que la anula.

```

1 x = [s(:,1:sp) fft(s(:,sp+1:end),N)/sqrt(N)]; %
    Precodificacion de los simbolos, excepto los piloto

```

Además suavizaremos el canal, eliminando información aplicándole la media por columnas al canal estimado por los símbolos piloto.

```

1 % Estima de canal
2 h_rx = (1./abs(s(:,1:sp)).^2).*conj(s(:,1:sp)).*z(:,1:sp);
3 h_rx = mean(h_rx,2); % promediamos las estimas de canal
    obtenidas por los piloto por columnas

```

```

4 h_rx = ifft(h_rx,N); %vuelveos al dominio del tiempo para
    poner ceros en las muestras que no corresponden a las
    frecuencias de guarda
5 h_rx(Ng+1:end-Ng-1) = 0;
6 h_rx = fft(h_rx,N);

```

La segunda y última sección del livescript simulará el sistema OFDM completo con estima y eliminación de sobreinformación del canal y la comparación de las prestaciones en cuanto a tasa de error en el símbolo con y sin precodificación de símbolos:

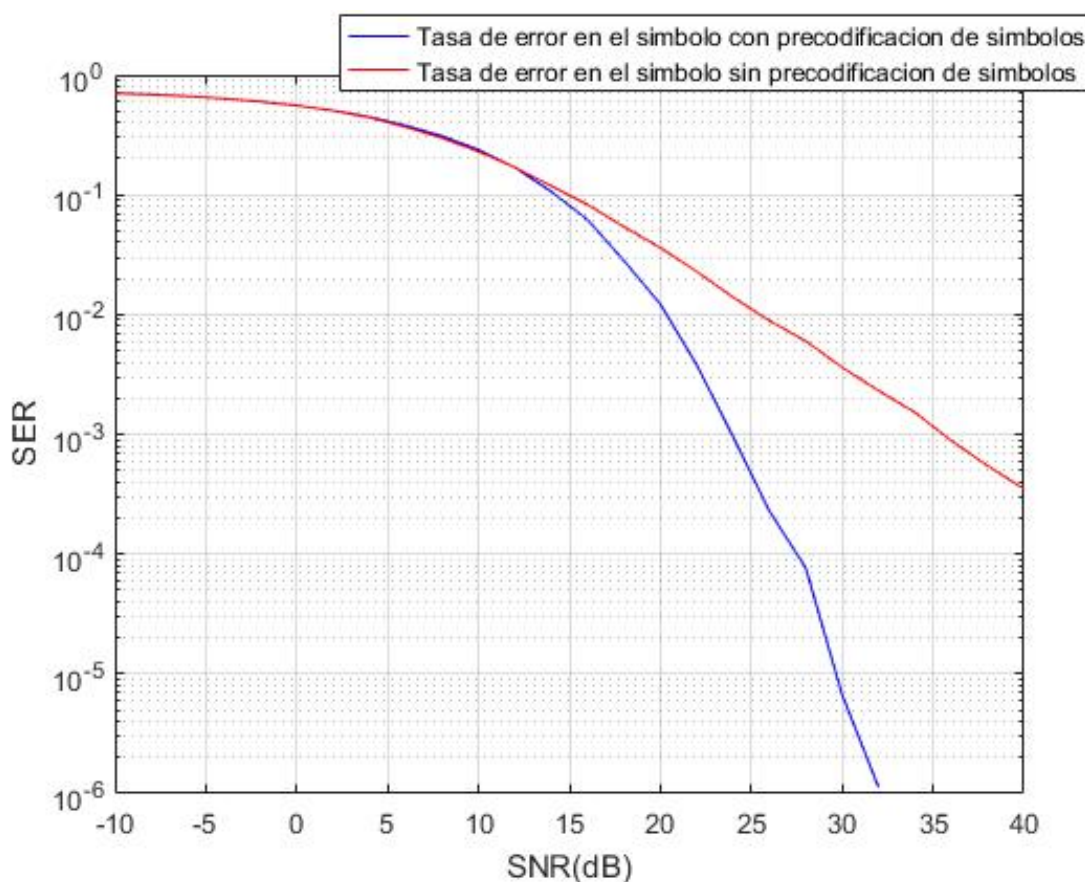


Figura 5.8: SER/SNR de un sistema OFDM

Como resumen a las posibilidades que ofrece al alumno los livescripts donde se desarrollan conceptos de OFDM:

- OFDM dispone de muchos parámetros donde le alumno podrá jugar para ver y entender las prestaciones del sistema. Lo primero será observar las señales OFDM en el dominio del tiempo e identificar la extensión cíclica en las señales. Para ello se facilita en el código un factor de sobremuestreo para suavizar las señales.
- Se podrá ver como sería una señal sin guarda cíclica, y se especifican y demuestran las consecuencias.

- Jugar con el número de subportadoras del sistema, frecuencias de guarda, longitud de canal para ver en que condiciones se produce ISI, ICI o ambas.
- En el segundo livescrip se realizará estima de canal con símbolos piloto, además de mostrar que sucede si se aplica una precodificación en los símbolos de información mediante la FFT, en cuanto a tasa de error en el símbolo se refiere.
- Por ultimo se anima al alumno a probar la precodificación en el resto de livescripts.

# Capítulo 6

## Conclusiones

Mediante este trabajo se ha desarrollado un entorno con herramientas livenesscripts para el aprendizaje autónomo del alumno en simulaciones de sistemas de comunicaciones digitales.

Estas herramientas contienen descritos conceptos teóricos con el apoyo del código que implementa los sistemas para realizar simulaciones de montecarlo y ver resultados previamente explicados. La idea es aportar autonomía al alumno para motivarle a conocer y aprender a programar sistemas de comunicaciones y conocer que prestaciones puede dar en función de las técnicas empleadas para enfrentarse a distintos tipos de canales de comunicaciones.

Los livenesscripts son una herramienta muy útil en este aspecto ya que se pueden ver los resultados en el mismo código y seguir las instrucciones planteadas de cambio para comprobar que cumplen con las prestaciones esperadas para el sistema que se esté planteando.

Se pueden desarrollar multitud de herramientas de este tipo. Una idea sería combinar los sistemas desarrollados en los livenesscripts, por ejemplo, combinando MIMO con OFDM y ver que prestaciones ofrece e ir aproximándose cada vez más a la simulación de un sistema real de comunicaciones.

## Bibliografía:

- Comunicaciones Digitales, Jesús Ibáñez, Universidad de Cantabria.
- Procesado de señales inalámbricas, Javier Vía, Universidad de Cantabria.